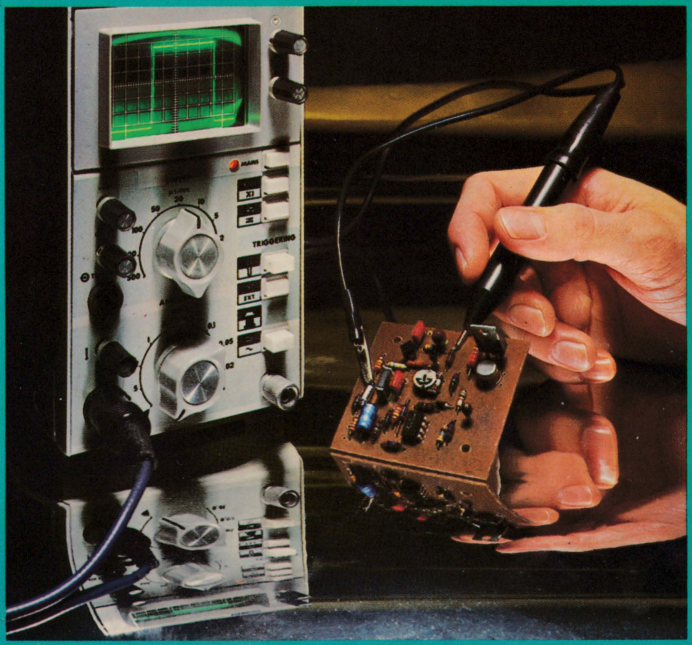
Technique poche

UTILISATION PRATIQUE DE L'OSCILLOSCOPE

R. RATEAU

ISSN 0153-0984



Editions Techniques et Scientifiques Françaises

UTILISATION PRATIQUE DE L'OSCILLOSCOPE

DANS LA MÊME COLLECTION :

N° 1. « 30 montages électroniques d'alarme » par F. Juster.
N° 2. « Tables de mixage et modules de mixage » par Siegfried Wirsum.
N° 3. « 20 montages expérimentaux optoélectroniques » par G. Blaise.
N° 4. « Initiation à la microinformatique : le microprocesseur » par P. Melusson.
N° 5. « Montages électroniques divertissants et utiles » par H. Schreiber.
N° 6. « Montages à capteurs photosensibles » par J.-P. OEhmichen.
N° 7. « Les égaliseurs graphiques » par F. Juster.
N° 8. « Pianos électroniques et synthétiseurs » par H. Tünker.
N° 9. « Recherches méthodiques des pannes dans les récepteurs de radiodiffusion » par Dr Adolf Renardy et Ing. Heinz Lummer.
N° 10. « Les enceintes acoustiques » par P. Hemardinquer et M. Léonard.
N° 11. « Structure et fonctionnement de l'oscilloscope » par R. Rateau.
N° 12. « La construction des petits modèles de chemin de fer électriques » par J.-C. Porterie.
N° 13. « Horloges et montres électroniques à quartz » par Horst Pelka.
N° 14. « Les cellules solaires » par F. Juster.
N° 15. « L'électronique appliquée au cinéma et à la photo » par M. Horst.
N° 16. « L'électronique dans les trains miniatures » par H. Jungmann.
N° 17. « Réalisez vos circuits imprimés et décors de panneaux » par P. Gueulle.
N° 18. « Espions électroniques microminiatures » par Günter Wahl.
N° 19. « La construction des petits transformateurs pour amateurs » par Marthe Douriau et F. Juster.
N° 20. « Réalisations à transistors - 20 montages » par B. et J. Fighiera.
N° 21. « Sécurité automobile - 25 montages électroniques » par F. Huré.
N° 22. « Performances automobiles - 25 montages électroniques » par F. Huré.
N° 23. « Réalisez des jeux sur récepteur TV » par C. Tavernier.
N° 24. « Présence électronique contre le vol » par H. Schreiber.
N° 25. « Utilisation pratique de l'oscilloscope » par R. Rateau.
N° 26. « Les afficheurs » par J.-P. OEhmichen.
N° 27. « Réduisez votre consommation d'électricité - Montages pratiques » par P. Gueulle.
N° 28. « Initiation pratique à la radiocommande » par F. Thobois.
N° 29. « Montages économiques d'essence » par P. Gueulle.

Couverture : Photo Studio S.P.E.

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droits ou ayant-cause, est illicite » (alinéa 1er de l'Art. 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les Art. 425 et suivants du Code Pénal ».

© 1980 - E.T.S.F.

RENÉ RATEAU

•

UTILISATION PRATIQUE DE L'OSCILLOSCOPE

Diffusion :
EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS CEDEX 19

Sommaire

Avant-propos 11

CHAPITRE I
Les bons réglages - Les mesures de tensions et de temps 13

I — Les bons réglages 13
II — Les mesures de tension 17
III — Les mesures de temps 20

CHAPITRE II — **La mesure des fréquences** 27

I — Utilisation de la base de temps 27
II — La méthode de Lissajous 28
III — Modulation d'un cercle par le Wehnelt 34

CHAPITRE III — **La mesure des déphasages** 37

I — Qu'est-ce qu'un déphasage 37
II — Mesure des déphasages à l'oscilloscope bicourbe 38
III — Mesure des déphasages à l'oscilloscope monocourbe . 39
IV — Mesure des déphasages par la méthode de Lissajous 41

CHAPITRE IV — **Etude des amplificateurs** 43

I — Réglage de la polarisation d'un amplificateur 43
II — Gain et bande passante 47
III — Etude d'un amplificateur en signaux rectangulaires .. 49
IV — Elargissement de la bande passante 55
V — Etude d'un amplificateur en signaux triangulaires ... 57

CHAPITRE V — **La modulation d'amplitude** 61

I — Principe de la modulation d'amplitude 61
II — Examen d'une onde modulée en amplitude..... 62
III — Mesure du taux de modulation 64
IV — La méthode du trapèze 67

CHAPITRE VI — **Redressement et détection** 71

I — Redressement à simple ou double alternance 71
II — Filtrage par condensateur 75
III — Le mécanisme de la détection 79

CHAPITRE VII — **Relevé des caractéristiques** 83

I — Caractéristique d'une diode de redressement..... 83
II — Examen oscilloscopique d'une caractéristique 84
III — Caractéristique d'une diode zener 85
IV — Caractéristique d'un transistor 86
V — Affichage d'une famille de caractéristiques 91

CHAPITRE VIII — **Examen des réponses en fréquence**.... 95

I — La représentation des courbes de réponse 95
II — Principe de l'affichage oscilloscopique des courbes de réponse..... 96
III — Quelques exemples pratiques 100
IV — Le cas des dipôles 101
V — Le repérage des fréquences 103
VI — Les courbes de réponse en HF 104

CHAPITRE IX — **L'oscilloscope et l'automobile** 107

I — Etude de l'allumage par bobine 107
II — Interprétation des diagrammes d'allumage..... 110
III — Examen oscilloscopique de l'allumage 111
IV — Les mesures de temps, l'angle de came..... 115
V — Quelques anomalies de fonctionnement 115

CHAPITRE V — **La photographie des oscillogrammes** 119
I — Les particularités de la photographie oscilloscopique . 119
II — La mise au point à courte distance 119
III — Bagues-allonge et bonnettes 121
IV — Le contrôle de la mise au point 122
V — Le choix du temps de pose 123
VI — Le tirage sur papier 125

Avant-propos

L'utilisation rationnelle et efficace de l'oscilloscope, peut-être le plus puissant de tous les outils mis à la disposition des électroniciens, suppose une bonne connaissance de son fonctionnement, donc des circuits qui, dans l'appareil, concourent à l'élaboration finale de l'oscillogramme. C'est à cette connaissance des structures, que nous avons déjà consacré un ouvrage de la même collection.

Toutefois, la maîtrise des possibilités de l'oscilloscope, condition de son exploitation optimale, ne peut venir que de l'expérience personnelle de l'utilisateur. Aucun guide ne saurait prétendre à remplacer cette expérience ; mais il peut aider à franchir plus vite les premières étapes.

Le présent ouvrage a pour ambition d'apporter cette assistance. Comme l'oscillographe travaille par l'image, il nous a semblé que rien, mieux que l'image, ne saurait illustrer l'éventail de ses applications. Le lecteur, alors, ne s'étonnera pas du nombre, d'abord impressionnant, des oscillogrammes publiés. Cette abondance, témoin d'une expérience déjà longue, sera garante de l'efficacité que nous espérons. Et nous aurions atteint, au moins partiellement, le but souhaité, si quelques exemplaires de ce livre souffraient plus du contact accidentel avec le fer à souder, que du jaunissement dans les bibliothèques.

R.R.

CHAPITRE I

Les bons réglages
Les mesures de tensions et de temps

Les mesures les plus immédiates, que permet un oscilloscope, et auxquelles chaque utilisateur aura pratiquement recours à l'occasion de l'examen de tous ses montages, découlent directement de l'étalonnage de ses déviations horizontales et verticales. Nous voulons parler des mesures de tensions et de temps.

Toutefois, les meilleurs résultats ne seront obtenus qu'après un réglage optimal de l'appareil, auquel nous consacrerons donc le début de ce chapitre.

I — Les bons réglages

Dans l'ouvrage cité en introduction de ce volume, nous avions montré comment, au sein du tube cathodique, l'action sur la polarisation des différentes électrodes du canon, permettait de concentrer

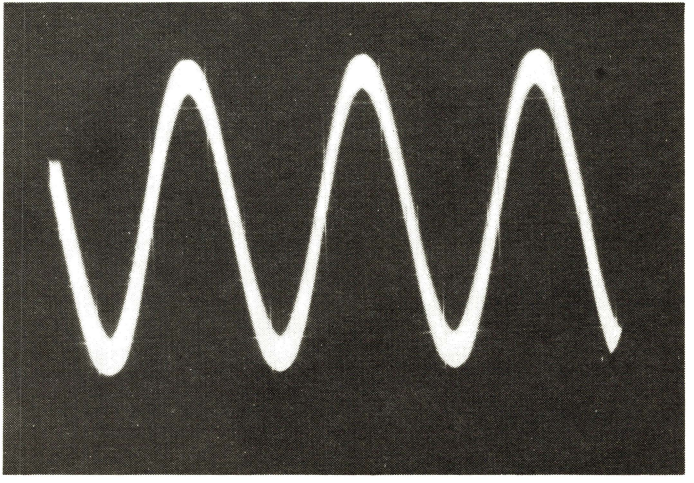


Fig. 1

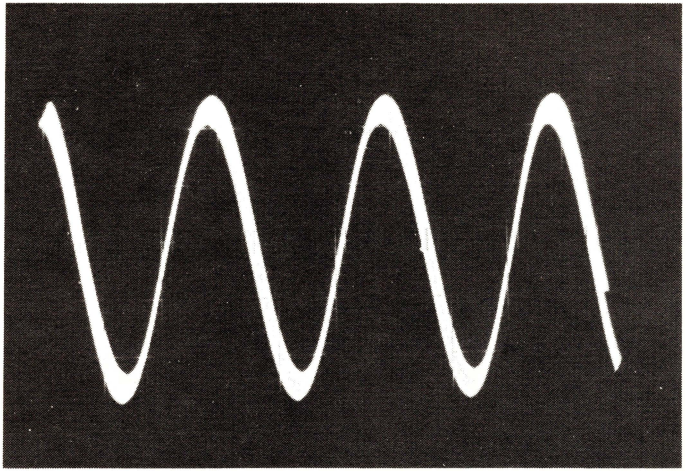


Fig. 2

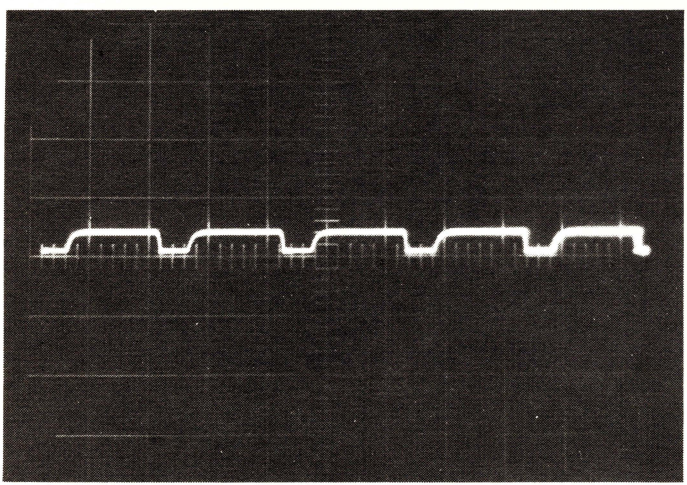


Fig. 3

au mieux l'impact des trajectoires électroniques sur l'écran, donc d'affiner le spot, et de régler sa luminosité.

La qualité de ce réglage offre plus d'importance qu'un simple agrément visuel. D'une part, en effet, la finesse de l'oscillogramme intervient dans la précision des mesures. D'autre part, un tracé épaissi risque de masquer certains phénomènes : les figures 1 et 2 en montrent un exemple. Dans la figure 1, l'épaississement régulier de la trace, résulte d'une mauvaise concentration. En réglant celle-ci, on s'aperçoit, dans la figure 2, que le manque de netteté n'avait pas permis de déceler un ronflement parasite à 50 Hz, maintenant responsable de l'épaississement unilatéral, par superposition à une sinusoïde à 10 kHz.

Nous avons aussi, dans l'ouvrage cité, suffisamment insisté sur les problèmes de synchronisation, pour n'y plus revenir ici.

Les commandes d'atténuation « verticale », et de vitesse de balayage, seront réglées pour une exploitation maximale des dimensions de l'écran, et la plus grande commodité de lecture. Ainsi, dans l'exemple de la figure 3, il est manifeste que la sensibilité verticale est insuffisante, alors que la figure 4 autorise une lecture plus précise des amplitudes. Dans la figure 5, c'est la vitesse de balayage qui a été choisie trop faible, interdisant l'examen des différentes périodes du signal.

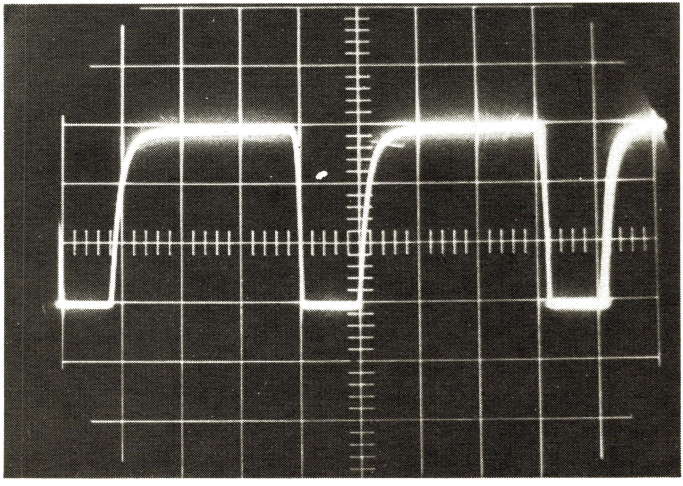


Fig. 4

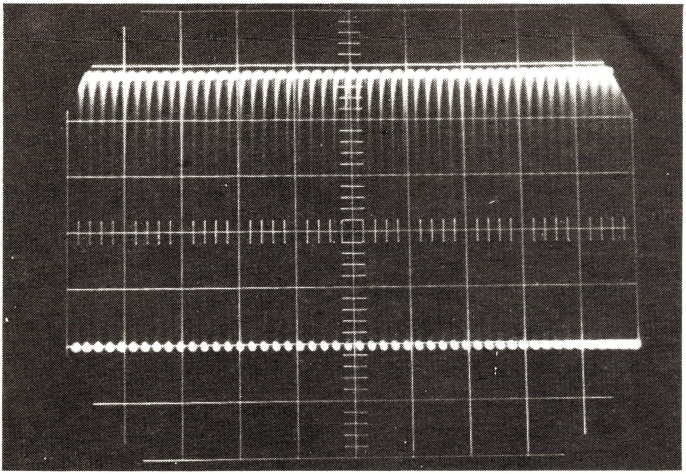


Fig. 5

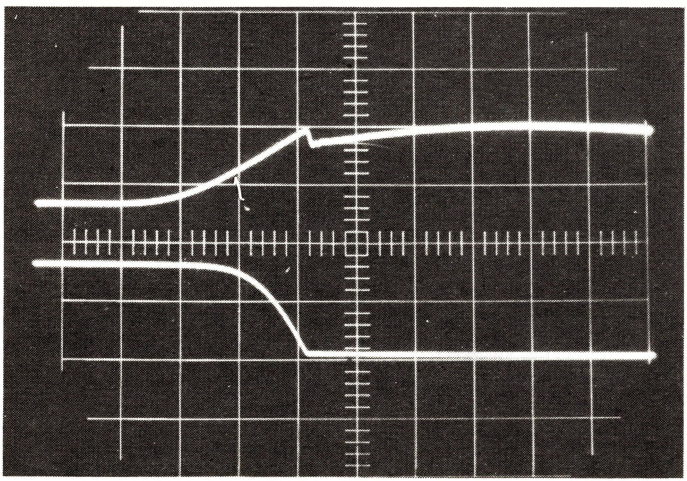


Fig. 6

Pour un phénomène périodique, il est souhaitable de faire apparaître deux ou trois périodes, sur la largeur totale de l'écran.

Dans certains cas, cependant, on peut désirer détailler l'examen d'une partie de la période, ce qui conduit à augmenter la vitesse de la base de temps, comme dans la figure 6. Dans une partie ultérieure de ce chapitre, nous verrons même que l'emploi des plus hautes vitesses, associé à celui de la loupe électronique, se révèle indispensable pour la mesure précise des temps de montée et de descente sur des créneaux.

II — Les mesures de tensions

Sur l'écran, les déviations verticales du spot sont, à chaque instant, proportionnelles aux tensions appliquées aux bornes d'entrée. Dire que la mesure des tensions se ramène à celle de ces déplacements, apparaît alors comme une simple lapalissade, que nous nous permettrons cependant de préciser.

En électronique, les tensions peuvent être continues, ou variables dans le temps ; elles peuvent aussi résulter, le plus souvent, de la superposition de ces deux catégories.

La mesure d'une tension continue, ou de la composante continue d'une tension quelconque, n'est possible qu'avec un amplificateur

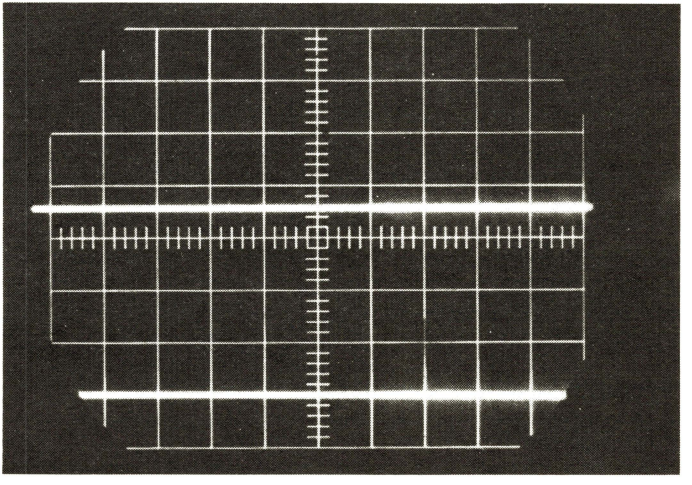


Fig. 7

« vertical » à liaisons directes. La base de temps fonctionnant, on commencera par afficher la référence zéro, qui apparaît sous forme d'une droite horizontale, et qui peut être positionnée au mieux à l'aide de la commande de cadrage. En appliquant ensuite la différence de potentiel à mesurer (fig. 7), on fait apparaître une deuxième trace horizontale. En tenant compte du réglage de l'atténuateur, la lecture du nombre de divisions, donne la mesure cherchée. Ainsi, dans la figure 7, la tension inconnue donne une déviation de 3,5 divisions, pour une sensibilité de 2 V par division : la valeur mesurée est donc 7 V.

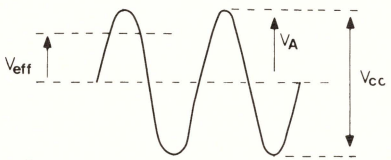


Fig. 8

La définition d'une tension alternative, est plus compliquée, comme nous le rappelons sur le signal sinusoïdal de la figure 8. On peut distinguer notamment l'amplitude V_A, la tension crête à crête V_{cc}, et la tension efficace V_{eff}. On définit cette dernière comme la tension continue qui, par effet Joule, dissiperait, dans une résistance, la même quantité de chaleur que la tension alternative, pendant le même intervalle de temps. Dans le cas d'une sinusoïde, on a :

$$V_A = V_{eff} \times \sqrt{2}$$

Si, en un point donné d'un circuit, se superposent à la fois un potentiel continu et un signal alternatif, un oscilloscope transmettant la composante continue donnera le résultat illustré par l'oscillogramme de la figure 9, où nous avons matérialisé, par un trait horizontal, la référence zéro. Il est possible de mesurer à la fois la composante continue (7 V, avec les mêmes réglages que précédemment) et la composante alternative (1,4 V crête à crête).

Mais ce deuxième résultat manque de précision, à cause de la trop faible amplitude de la sinusoïde sur l'écran. Comme une augmentation de la sensibilité ferait sortir la trace hors du cadre, il convient, préalablement, de la recentrer, en éliminant la composante continue. C'est pourquoi tous les oscilloscopes transmettant celle-ci, sont équipés d'un commutateur qui la supprime, en interposant à l'entrée un condensateur, dans la position « alternatif ».

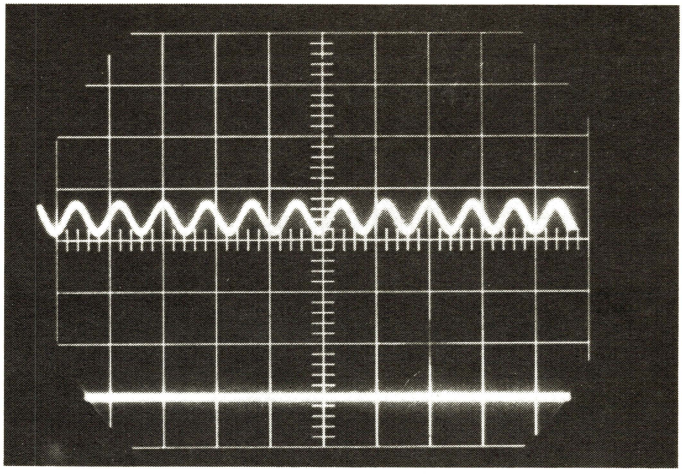


Fig. 9

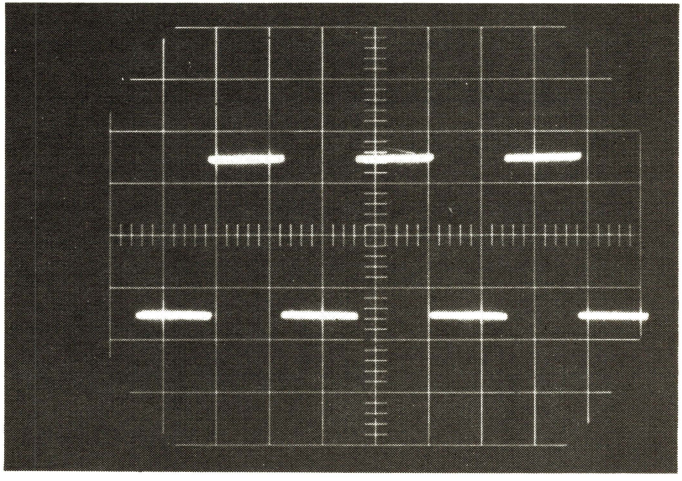


Fig. 10

Il n'en faudrait pas conclure que cette position doit être utilisée sans discernement pour tous les signaux alternatifs : les figures 10 et 11 en administrent la preuve. Dans les deux cas, les mêmes créneaux, d'une fréquence de 15 Hz, sont appliqués à l'entrée verticale de l'oscilloscope. Transmis correctement lorsqu'on laisse passer la composante continue (fig. 10), ils apparaissent déformés dans le cas contraire (fig. 11).

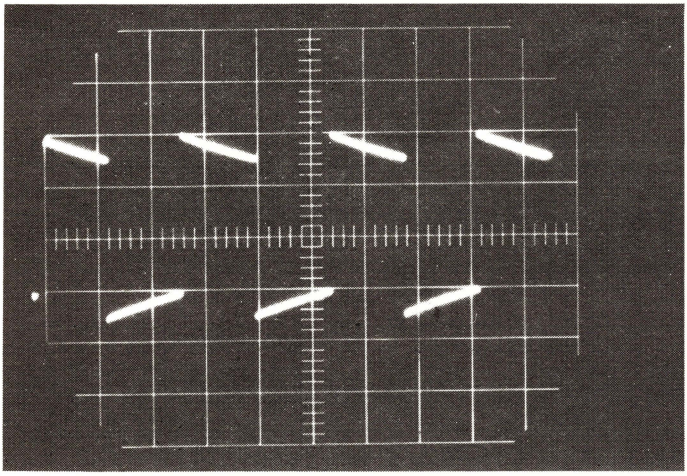


Fig. 11

Il faut penser en effet que chaque palier inférieur ou supérieur est lui-même, pendant la moitié de la période, un signal continu. L'interposition d'un condensateur introduit une différentiation, comme nous le verrons plus en détail dans un chapitre ultérieur.

III — Les mesures de temps

Lorsque la base de temps est étalonnée en vitesses de balayage, elle permet commodément la mesure des durées. Revenons, par exemple, à l'oscillogramme de la figure 4 du présent chapitre. La vitesse de balayage choisie, était de 5 μs/division. Chaque période T occupe, horizontalement, 4,2 divisions. On en déduit immédiatement la période :

$$T = 5 \times 4{,}2 = 21\ \mu s$$

A partir de là, il est facile de passer à la fréquence F, inverse de la période :

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1}{21 \times 10^{-6}} \text{ Hz} = 4{,}76 \times 10^{4} \text{ Hz} = 47{,}6 \text{ kHz}$$

Dans un signal en créneaux, comme celui de cette même figure, il est intéressant de mesurer avec précision les temps de montée ou de descente. Rappelons leur définition, sur la montée par exemple, à l'aide de la figure 12. Le temps de montée, est le temps τ, que met le signal pour passer de 10 % à 90 % de son amplitude maximale. En adop-

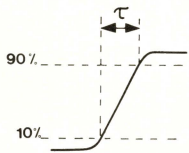


Fig. 12

tant un balayage à 0,5 μs/division (fig. 13), la montée s'étale sur trois divisions, ce qui nous donne :

$$\tau = 1{,}5\ \mu\text{s}$$

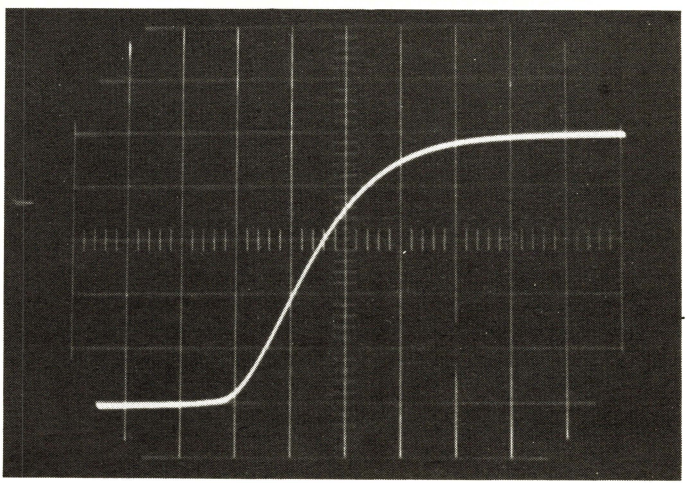


Fig. 13

Pour des flancs plus raides, on emploierait une vitesse encore plus élevée, et éventuellement la loupe électronique, qui dilate généralement l'échelle dans un rapport 5.

Les mesures de temps sont plus délicates, mais non impossibles, avec les oscilloscopes de service équipés d'une base de temps relaxée, non calibrée. La solution consiste à utiliser un dispositif de marquage, donnant des signaux de référence superposés à la trace, à partir d'un générateur de fréquence connue.

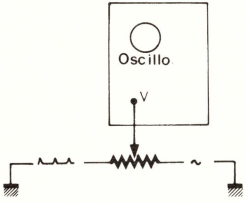


Fig. 14

La plus simple des méthodes de marquage, procède par addition, sur l'entrée « verticale », du signal étudié, et de brèves impulsions de

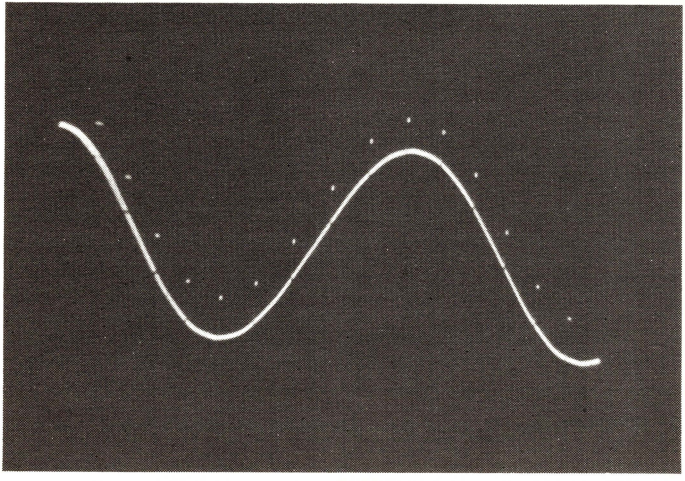


Fig. 15

référence. Leur mélange peut s'effectuer à l'aide du montage de la figure 14, où la tension d'étalonnage a été superposée à la tension sinusoïdale. L'utilisation d'un potentiomètre, en lieu et place de deux résistances fixes, autorise un dosage facile des amplitudes relatives. La figure 15 donne un exemple des résultats obtenus. Remarquons cependant que, après avoir synchronisé la base de temps de l'oscilloscope sur la sinusoïde, on ne pourra stabiliser les impulsions qu'en ajustant la fréquence du générateur qui les délivre, de façon qu'elle soit un multiple exact de la fréquence inconnue.

La deuxième méthode, repose sur une modulation de l'intensité lumineuse, par le wehnelt du tube cathodique. On sait que le choix de la différence de potentiel wehnelt-cathode, commande la densité du flux électronique transporté par le faisceau, donc la luminosité du spot. Si, à la tension moyenne fixée par le réglage du potentiomètre de lumière, on superpose un signal alternatif, il en résulte une modulation de la luminosité.

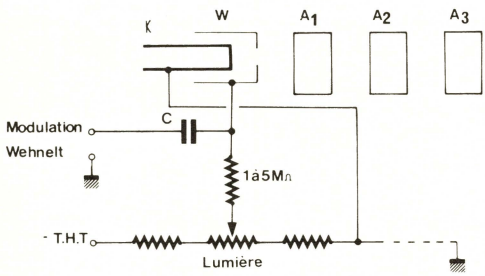


Fig. 16

Pratiquement, le circuit de polarisation mis en œuvre sur la majorité des oscilloscopes, est celui de la figure 16. La tension de modulation atteint le wehnelt à travers le condensateur C, car les premières électrodes du canon sont toujours portées à un potentiel fortement négatif par rapport à la masse.

L'oscillogramme de la figure 17 illustre les résultats obtenus. Pour une modulation bien visible, il faut généralement disposer d'impulsions négatives atteignant 15 à 20 V d'amplitude. Dans le cas de la figure 17, la fréquence de ces impulsions était 10 kHz. Chaque période de la sinusoïde englobant 5,5 impulsions, on en déduit que la fréquence à mesu-

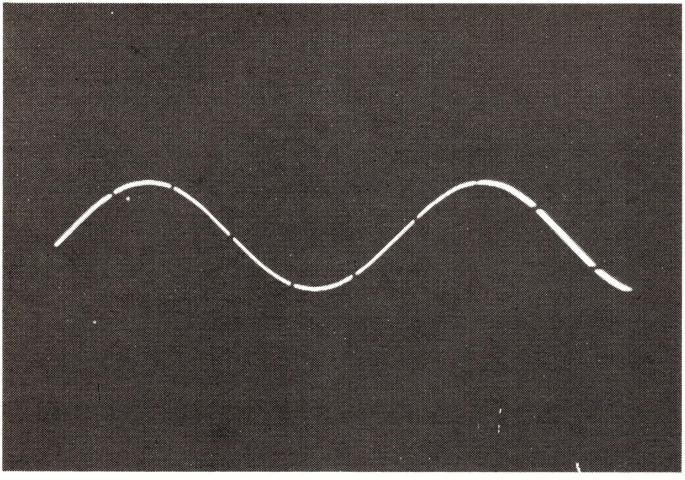


Fig. 17

rer, est égale à 1,8 kHz. Là encore, la difficulté consiste à stabiliser le signal de marquage, par rapport au signal étudié.

Pour les deux méthodes que nous venons d'indiquer, le seul problème à résoudre reste celui de l'élaboration des impulsions de réfé-

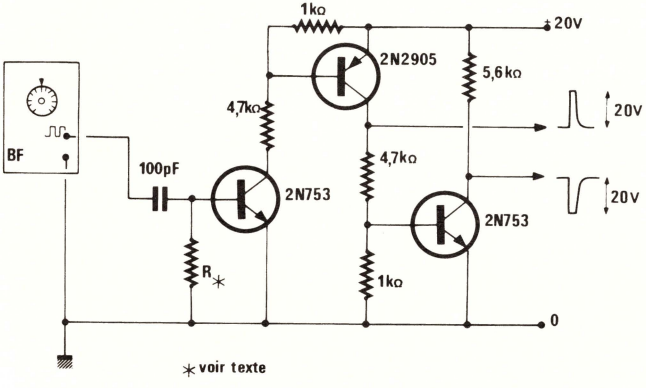


Fig. 18

rence. La figure 18 propose un schéma pratique, qui transforme les créneaux d'un générateur basse fréquence. En jouant sur la résistance d'entrée R, qui pourra être comprise entre 1 kΩ et 50 kΩ environ, on modifie la largeur des impulsions. Les créneaux « pilote » devront avoir une amplitude d'au moins 5 V, à la sortie du générateur BF.

CHAPITRE II

La mesure des fréquences

L'oscilloscope offre différentes méthodes pour la mesure des fréquences, soit par l'exploitation directe de l'étalonnage de sa base de temps, soit par comparaison entre la fréquence inconnue, et celle d'un générateur de référence.

Bien entendu, la précision qu'on peut attendre de ces techniques, reste largement inférieure à celle qu'autoriserait un fréquencemètre digital. Selon le cas, elle peut varier entre 5 % environ (utilisation de la base de temps), et mieux que 1 % (courbes de lissajous ou modulations par le wehnelt), si le générateur de référence atteint lui-même cette précision.

I — Utilisation de la base de temps

Cette méthode n'est qu'une application directe des mesures de temps, dont nous avons parlé au chapitre précédent, et sur lesquelles il ne reste donc que peu à dire.

Puisque, par définition, la fréquence F d'un signal n'est autre que l'inverse de sa période T, il suffit de mesurer cette dernière. La méthode n'est guère utilisable qu'avec un oscilloscope de type déclenché, calibré en vitesses de balayage. La seule précaution consiste à vérifier, au préalable, que l'éventuelle commande de variation continue de la vitesse, est bien placée dans la position « calibrée ».

Il est maintenant courant de disposer d'appareils dont la vitesse maximale de balayage atteint 500 ns par division, voire 100 ns par division avec le dispositif de loupe électronique. Si l'on admet qu'il reste encore facile de distinguer, sur l'écran, cinq périodes par division d'un centimètre, on voit qu'une fréquence de 50 MHz est théoriquement accessible. En pratique, les limites de bande passante de l'oscilloscope, et surtout ses possibilités de synchronisation, fixeront le plus souvent la fréquence maximale aux alentours de 10 à 20 MHz, ce qui est déjà confortable, et inaccessible aux autres méthodes, pour les raisons que nous verrons plus loin.

Quant à la précision, elle est déterminée par celle de l'étalonnage de la base de temps. La majorité des constructeurs garantissent 5 %.

II — La méthode de Lissajous

Cette deuxième technique impose la possibilité de commander les déviations horizontales par un signal extérieur à l'oscilloscope, et non par la base de temps. On ne pourra donc l'exploiter qu'avec les appareils équipés d'une entrée « horizontale ».

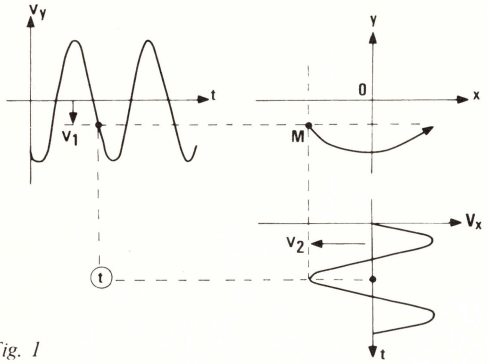


Fig. 1

Le principe repose sur la composition de deux mouvements sinusoïdaux, de directions perpendiculaires. A chaque instant (fig. 1), la position du spot est déterminée par ses deux coordonnées, c'est-à-dire par les valeurs algébriques des élongations le long de l'axe horizontal (abscisse x) et de l'axe vertical (ordonnée y). Sur la figure 1, à l'instant t considéré, l'élongation verticale est proportionnelle à la valeur V_1 prise à ce moment par la tension d'entrée V_y, tandis que l'élongation horizontale est proportionnelle à la valeur V_2 prise par V_x. Lorsque le temps varie, V_1 et V_2 changent, et le point M se déplace sur l'écran.

On démontre mathématiquement que la courbe engendrée est fermée, c'est-à-dire que le spot repasse périodiquement par les mêmes points de l'écran, si le rapport des fréquences f_y et f_x est commensurable, donc égal au rapport de deux nombres entiers m et n :

$$f_y / f_x = m/n$$

La courbe décrite, s'inscrit alors dans un rectangle à côtés verticaux et horizontaux ; elle comporte m points de tangence avec chaque côté horizontal, et n points de tangence avec chaque côté vertical.

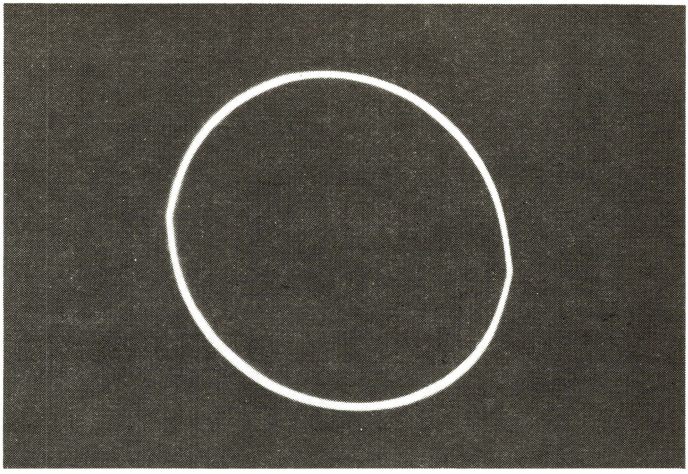


Fig. 2

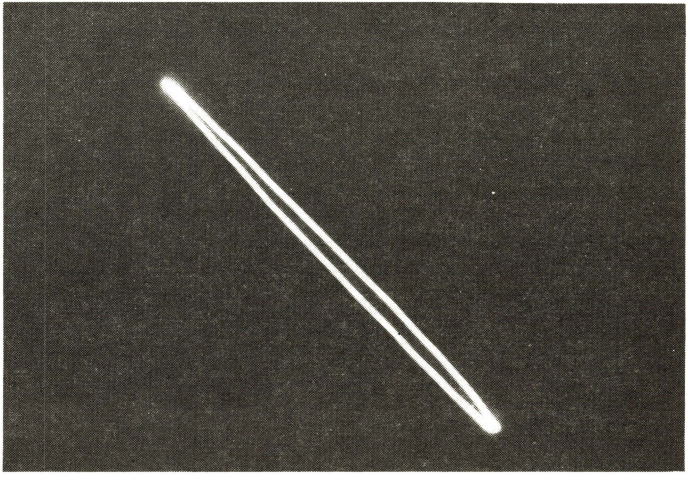


Fig. 3

L'oscillogramme de la figure 2, correspond au cas où $m = n = 1$, c'est-à-dire au cas où les fréquences f_y et f_x sont égales. La courbe est une ellipse, n'offrant qu'un point de contact avec chaque côté du rectangle. L'ouverture de cette ellipse, d'ailleurs, dépend du déphasage entre les deux sinusoïdes qui l'engendrent, comme le montre la figure 3. Pour un déphasage nul, ou égal à 180°, l'ellipse se réduit à une simple droite.

Lorsque les deux fréquences f_x et f_y sont très voisines, donc non rigoureusement égales, tout se passe comme si on combinait deux sinusoïdes de même fréquence, mais séparées par un déphasage progressivement variable dans le temps. L'ellipse aussi se déforme progressivement, et on observe sur l'écran une courbe mouvante, dont nous avons fixé un aspect dans l'oscillogramme de la figure 4.

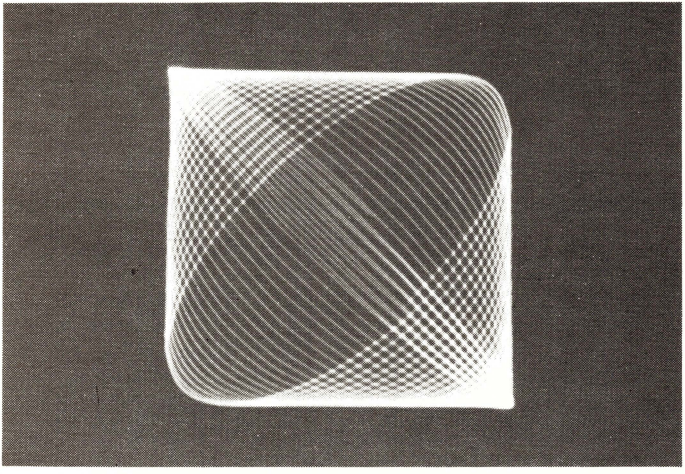


Fig. 4

A la figure 5, le nombre de points de contact avec chaque côté horizontal vaut $m = 2$, tandis qu'il est $n = 1$ pour chaque côté vertical. On a donc :

$$f_y = 2 f_x$$

Là encore, l'allure de la courbe dépend des différences de phase. La figure 6, prise à un instant où l'oscillogramme allait juste confondre

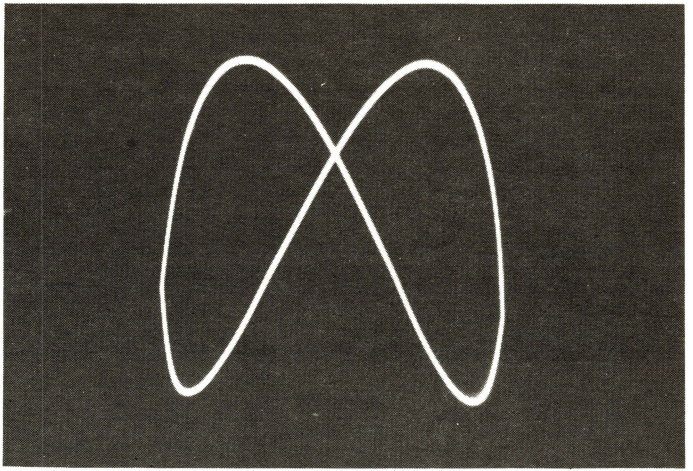


Fig. 5

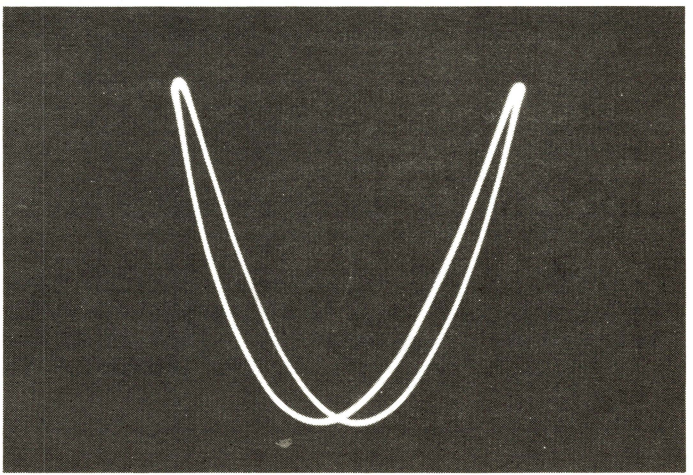


Fig. 6

ses deux branches, montre le risque d'erreur qui peut en découler : on devra se rappeler que les deux branches du haut correspondent à la limite de deux points de contact, et qu'en bas, il y a aussi deux branches, mais fermées.

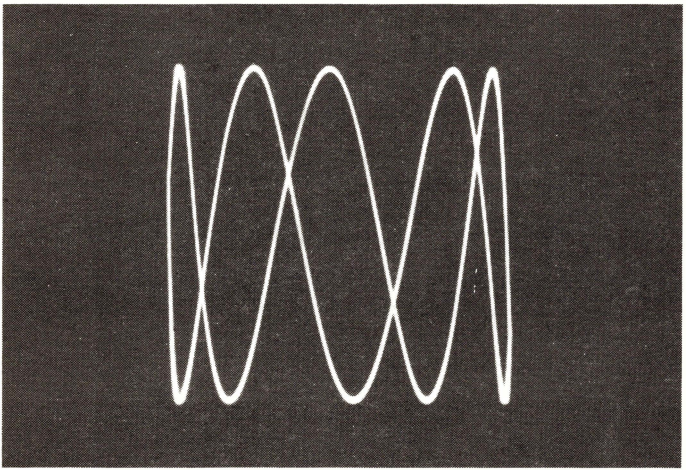


Fig. 7

Les figure 7 et 8 correspondent respectivement au cas où $f_y = 5\ f_x$, et $f_y = 17\ f_x$. Le dernier oscillogramme montre qu'on atteint à peu près la limite d'examen des courbes, lorsque l'une des fréquences est vingt fois supérieure à l'autre, surtout si on tient compte du fait que les courbes se déforment continuellement sur l'écran, ce qui gêne le comptage des sommets.

Ces déformations inévitables, puisqu'il est impossible d'égaler rigoureusement les fréquences de deux générateurs indépendants, imposent aussi un seuil aux fréquences maximales accessibles à la méthode. Un exemple numérique nous permettra de le mieux comprendre.

Supposons que les fréquences de deux générateurs puissent être égalées à 1 % près. S'ils fonctionnent à 100 Hz, l'ellipse mettra une seconde pour passer par toutes ses formes possibles : on peut aisément l'observer à l'œil. Par contre, à 10 kHz, la période des déformations

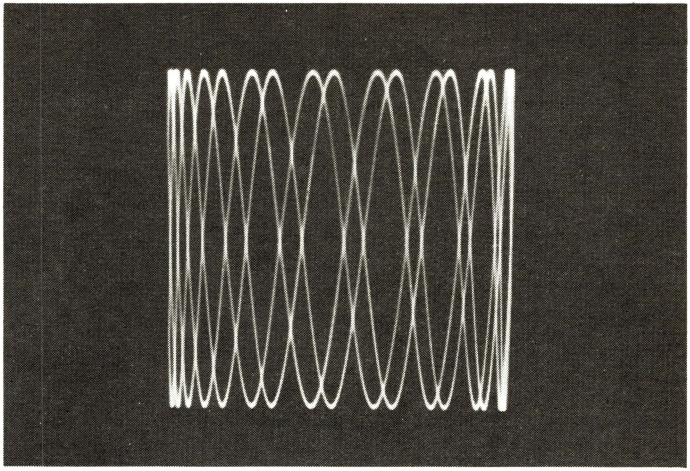


Fig. 8

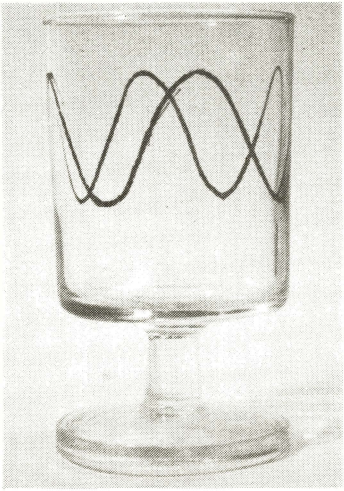


Fig. 9

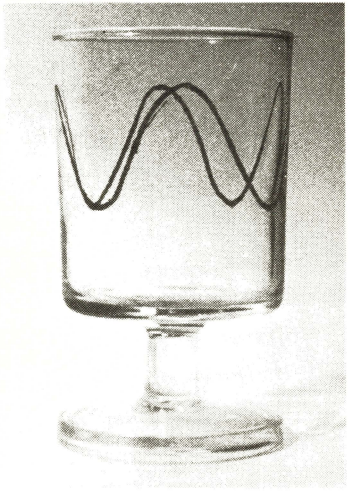


Fig. 10

devient 1/100 de seconde, et aucune observation n'est possible. La méthode de Lissajous ne peut guère s'appliquer au-delà de 1 000 Hz.

Pour en terminer avec ces courbes de Lissajous, nous voudrions illustrer un procédé simple, pour se rappeler leur utilisation. Il consiste à considérer que toutes ces courbes ne sont que l'aspect pris par une sinusoïde, dessinée à la surface d'un cylindre transparent. La photographie de la figure 9 montre le résultat obtenu : il suffit de considérer que pour une période horizontale (soit un tour du verre), il y a autant de périodes verticales que de pointes supérieures (ou inférieures) dans la sinusoïde. Une variation de phase correspond simplement à un changement dans l'angle d'observation du verre (fig. 10).

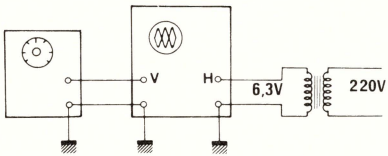


Fig. 11 GENERATEUR OSCILLOSCOPE TRANSFO.

Pratiquement, la méthode de Lissajous servira à comparer une fréquence inconnue, par exemple celle d'un générateur à étalonner, à une fréquence connue. Pour cette dernière, on pourra choisir la tension du secteur, prise au secondaire d'un transformateur. Le montage de mesure, est donné à la figure 11.

III — Modulation d'un cercle par le wehnelt

Au chapitre précédent, nous avons déjà exposé la méthode de modulation de la trace en intensité lumineuse, par application d'impulsions négatives sur le wehnelt du tube cathodique. Combiné à l'affichage d'une ellipse par la méthode de Lissajous, ce procédé est applicable à la mesure des fréquences.

On utilise d'abord la fréquence étalon, sinusoïde issue d'un générateur, pour construire une ellipse ou un cercle. Le cercle, cas particulier de l'ellipse, s'obtient en utilisant, pour les déviations horizontale et verticale, deux sinusoïdes de même fréquence, de même amplitude, mais déphasées de 90°.

La figure 12 montre un exemple de montage permettant d'obtenir ce résultat : les tensions de déviation, issues d'un générateur basse fré-

quence, attaquent un diviseur à résistance et condensateur, dont le point milieu constitue la masse du circuit (il ne faut donc pas relier la masse du générateur à celle de l'oscilloscope).

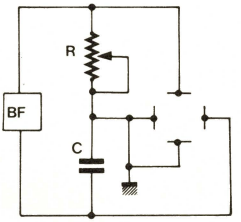


Fig. 12

La chute de potentiel aux bornes de R sert à la déviation verticale, tandis que la déviation horizontale est commandée par la différence de potentiel aux bornes de C. On peut ajuster le déphasage en modifiant R, pratiquement réalisé sous forme d'un potentiomètre.

La tension inconnue, préalablement transformée en créneaux rectangulaires de forte amplitude (environ 20 V) à l'aide d'une bascule de

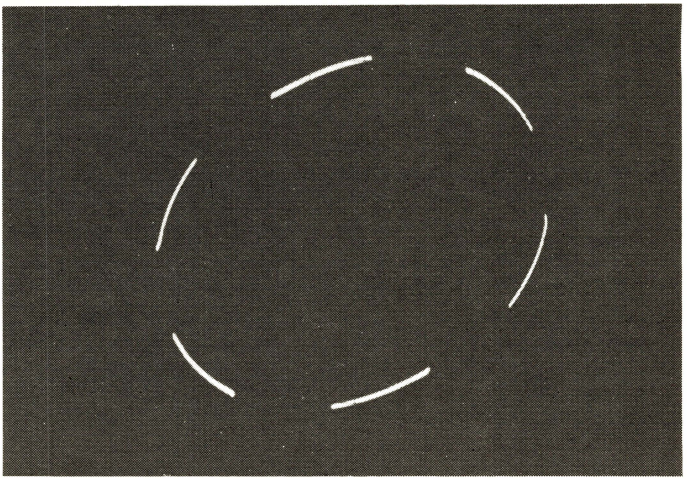


Fig. 13

Schmitt, est appliquée au wehnelt : elle éteint périodiquement la trace, sur l'écran.

Si f est la fréquence de référence du signal fourni par le générateur, le cercle, ou l'ellipse, est entièrement décrit par le spot, f fois par seconde. Soit maintenant F la fréquence inconnue. Dans le cas où le rapport F/f est un nombre entier n, ou observe n extinctions sur le cercle. Connaissant f, on peut alors en déduire F.

L'oscillogramme de la figure 13 a été relevé par cette méthode, en utilisant, comme générateur étalon, le secondaire à 6,3 V d'un transformateur alimenté en 50 Hz. La fréquence inconnue était donc 300 Hz. On avait pris, pour C, un condensateur de 1 μF, et, pour R, un potentiomètre de 10 kΩ.

CHAPITRE III

La mesure des déphasages

La plupart des circuits, qu'il s'agisse d'amplificateurs ou de quadripôles passifs, lorsqu'ils sont attaqués par un signal sinusoïdal, introduisent un déphasage entre la tension d'entrée et la tension de sortie. Qu'il soit souhaité, ou qu'il apparaisse comme une grandeur parasite, ce déphasage doit pouvoir être mesuré. A l'oscilloscope, plusieurs méthodes sont utilisables. Avant de les examiner, nous commencerons par quelques rappels théoriques.

II — Qu'est-ce qu'un déphasage ?

Le déphasage ne peut se définir, mathématiquement, que pour deux oscillations sinusoïdales de même fréquence. Il s'agit d'une grandeur angulaire, s'exprimant soit en degrés, doit en radians. Sa définition suppose donc qu'on revienne à la construction angulaire d'une sinusoïde.

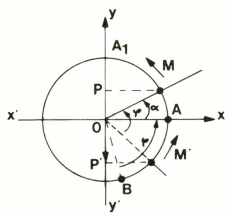


Fig. 1

Considérons le cercle trigonométrique de la figure 1, c'est-à-dire un cercle dont le rayon égale l'unité de longueur. Son centre est 0, et nous choisirons, comme origine de mesure des angles ou des arcs, l'axe horizontal x'x.

Un point M se déplace à vitesse constante sur le cercle, en tournant dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, traditionnellement choisi comme sens positif. A l'instant origine, M est confondu avec le point A. Si μ est sa vitesse angulaire, l'angle α que fait, à un instant t quelconque, le rayon OM avec le rayon OA, est :

$$\alpha = \mu t$$

Par définition, on appelle sinus de l'angle α (sin α), la mesure algébrique, sur l'axe y'y, du vecteur OP, P étant la projection de M sur

y'y. OP, donc sin α, varie périodiquement avec le temps t, reprenant la même valeur chaque fois que M a fait un tour complet. La durée de ce tour, est la période de la sinusoïde.

Supposons maintenant qu'un autre point M' décrive le cercle trigométrique, dans le même sens et à la même vitesse que M, mais avec un certain retard. Quand M passe par l'origine A, M' ne se trouve qu'en B, les deux positions A et B étant séparées par un angle φ. A chaque instant, M' aura toujours par rapport à M, le même retard angulaire φ. Sa projection P' décrit aussi une sinusoïde, mais décalée par rapport à celle que décrit P, et on dit que la sinusoïde décrite par P' présente un retard de phase φ, par rapport à celle décrite par P.

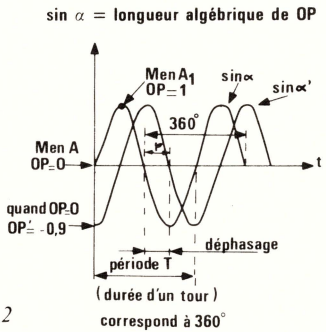


Fig. 2

La figure 2 montre ces deux sinusoïdes, représentées en fonction du temps. On y retrouvera toutes les notations permettant d'établir la correspondance avec le croquis de la figure 1.

II — Mesure des déphasages à l'oscilloscope bicourbe

Si le point M' a un tour complet de retard sur M c'est-à-dire 360° ou 2π radians, M et M' sont confondus, ainsi que P et P'. On peut donc écrire que les sinus sont égaux, soit :

$$\sin \alpha = \sin (\alpha - 360^{o})$$

Un déphasage de 360° correspond donc à une période T du signal sinusoïdal. Il en résulte que, sur l'oscilloscope, nous pouvons directe-

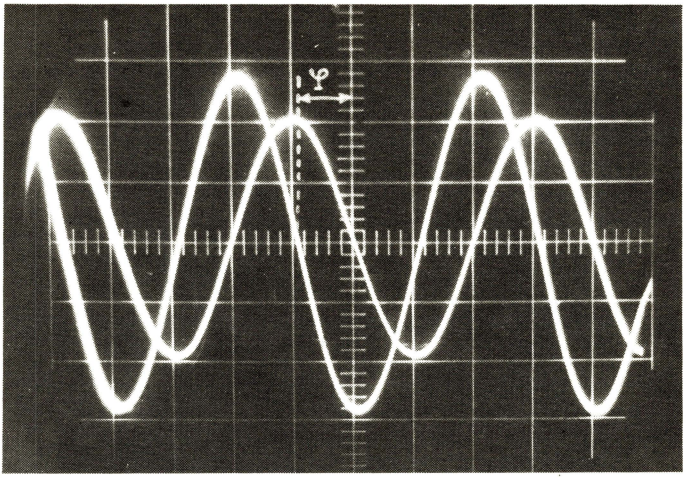


Fig. 3

ment étalonner en phase, les déplacements horizontaux du spot. C'est ce que montre l'oscillogramme de la figure 3.

Dans cet oscillogramme, en effet, où apparaissent simultanément les deux tensions à comparer, chaque période occupe, horizontalement, quatre divisions. On peut donc considérer que chaque division représente un angle de 90°. La différence de phase φ entre les deux sinusoïdes, traduite par un décalage de 0,9 division, est alors de 81 °. On pourra directement rapprocher l'oscillogramme de la figure 3, du croquis de la figure 2.

III — Mesure des déphasages à l'oscilloscope monocourbe

Le principe de la méthode que nous venons d'exposer, semble exclure son application aux oscilloscopes à un seul faisceau. En fait, l'utilisation de la synchronisation externe, va nous permettre de contourner cette impossibilité apparente.

En fonctionnement normal, la tension de synchronisation, nécessaire à la stabilisation des oscillogrammes, est prélevée dans les circuits de l'amplificateur vertical, donc à l'intérieur même de l'oscilloscope (synchronisation interne). Il est cependant possible, dans la plupart des appareils, de construire le signal de synchronisation à partir d'une ten-

sion appliquée sur une entrée réservée à cet usage (synchronisation externe).

Supposons alors que l'on souhaite comparer les phases de deux sinusoïdes, par exemple à la sortie et à l'entrée d'un amplificateur (fig. 4). Nous commuterons l'oscilloscope sur la position « synchroni-

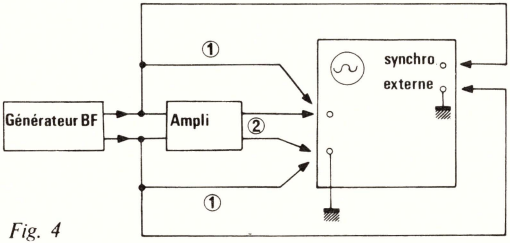


Fig. 4

sation externe », et nous utiliserons toujours le signal d'entrée (ou de sortie, mais il ne faudra pas en changer entre les deux mesures) pour piloter la base de temps.

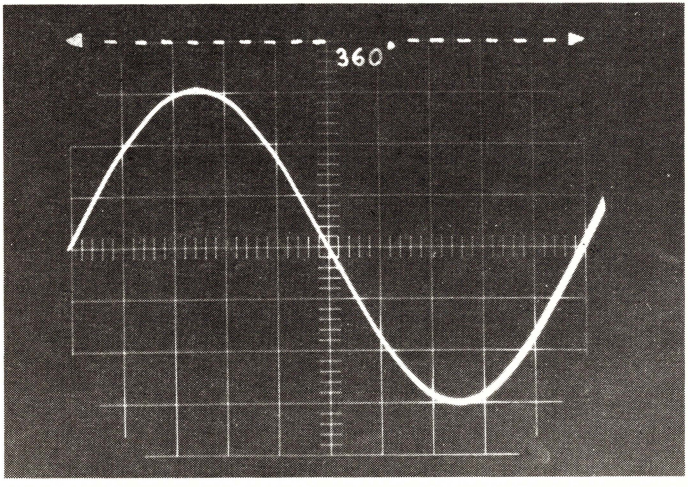


Fig. 5

Dans une première expérience, l'entrée « verticale » sera raccordée à l'entrée de l'amplificateur, excité par un générateur. On observe alors une sinusoïde. Par un réglage convenable de la vitesse de balayage, et du cadrage horizontal, il est toujours possible d'étendre une période de cette sinusoïde sur un nombre entier de divisions (10 dans la fig. 5), et de la faire commencer au début de la première division. La synchronisation, externe, est obtenue directement à partir du générateur.

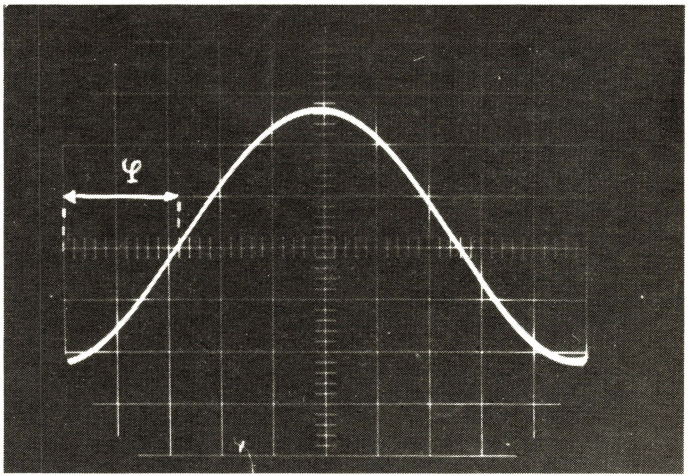


Fig. 6

En maintenant toujours cette synchronisation, raccordons alors l'entrée « verticale » de l'oscilloscope, à la sortie de l'amplificateur. Le balayage étant toujours commandé par la même tension, tout se passe comme si nous avions conservé en mémoire la sinusoïde d'entrée, bien qu'elle ne soit plus visible. Il suffit donc de repérer la position de la deuxième sinusoïde, pour lire le déphasage φ, comme dans le cas de la figure 3. Ainsi, dans la figure 6, le déphasage, correspondant à 2,2 divisions, vaut 79°, puisque dix divisions représentent 360°.

IV — Mesure des déphasages par la méthode de Lissajous

La stabilité de l'oscillogramme, en forme d'ellipse, obtenu en attaquant simultanément les entrées horizontale et verticale d'un oscilloscope par deux sinusoïdes, est parfaite si leurs fréquences restent en per-

manence rigoureusement égales. Cette condition se trouve évidemment satisfaite dans le cas où les deux signaux proviennent, l'un de l'entrée du circuit déphaseur (amplificateur, circuit RC, etc...), et l'autre de sa sortie. En effet, la fréquence est alors déterminée par le même générateur.

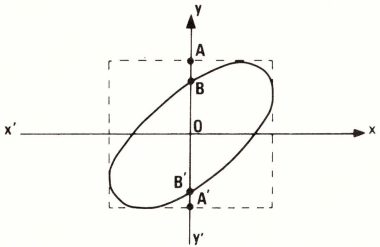


Fig. 7

Un développement mathématique, que nous n'aborderons pas ici, permet alors de lire l'angle de déphasage, ou plus exactement son sinus, directement sur l'ellipse (du sinus, on repasse facilement à l'angle, en consultant une table trigonométrique). La figure 7 explicite clairement l'utilisation de la méthode, qui suppose qu'on se représente les points A, A', B et B'. Ceci est facilité par l'utilisation du graticule de l'écran. Le déphasage est alors donné par la relation :

$$\sin \varphi = \frac{BB'}{AA'}$$

CHAPITRE IV

Etude des amplificateurs

Qu'ils s'appliquent au strict domaine des audio fréquences, où qu'ils soient appelés à traiter des signaux dans une gamme nettement plus étendue, tous les amplificateurs se caractérisent par un certain nombre de paramètres communs. On cherche à amplifier sans déformer, à obtenir la plus grande amplitude de sortie possible sans distorsion du signal. De plus, on souhaite connaître le gain et la bande passante de l'amplificateur.

L'oscilloscope, associé à un générateur, apporte des solutions ou des réponses rapides, à toutes ces questions.

I — Réglage de la polarisation d'un amplificateur

Polariser un amplificateur, c'est choisir son point de fonctionnement moyen, donc les tensions et les courants continus au repos, en l'absence de signal d'entrée. Mais le choix de cette polarisation a finalement, pour but essentiel, d'assurer la transmission des tensions alternatives dans les meilleures conditions possibles, et notamment sans distorsion. Il est donc particulièrement souhaitable d'effectuer la mise au point en régime dynamique.

A titre d'exemple, nous étudierons un amplificateur expérimental à un seul transistor T, de type 2N914, travaillant en émetteur commun, et dont le schéma est donné à la figure 1. Notons que le fonctionnement en émetteur commun ne s'obtient qu'au-delà d'une limite inférieure de fréquences, à partir de laquelle l'impédance du condensateur C_2, découplant la résistance R_3, peut être considérée comme négligeable. C'est le cas, avec les valeurs choisies dans notre exemple, dès qu'on dépasse une centaine de hertz.

Le courant moyen d'émetteur, donc de collecteur, se trouve, après le choix de R_3, imposé par la tension continue appliquée sur la base. Or, cette dernière est réglable, puisque le pont diviseur met en jeu les résistances fixes R_1 et R_2, et la résistance ajustable AJ.

Le signal sinusoïdal d'entrée, en provenance d'un générateur BF réglé sur une fréquence moyenne (de l'ordre de 1 000 Hz), est appliqué à travers le condensateur C_1. On examine les signaux de sortie, en branchant l'oscilloscope entre le collecteur de T, et la masse.

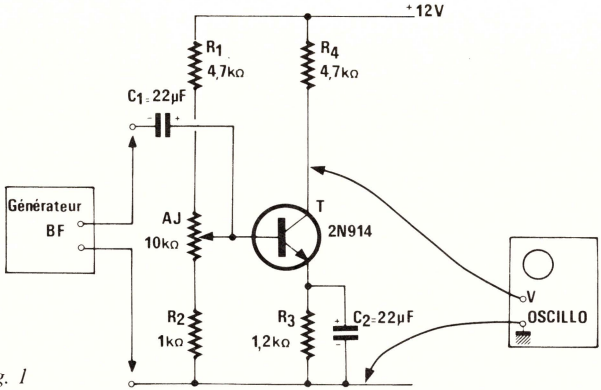


Fig. 1

La tension d'entrée est d'abord ajustée, sur le générateur, pour obtenir, en sortie de l'amplificateur, une sinusoïde de 2 V crête à crête, comme le montre l'oscillogramme de la figure 2. Dans ces conditions,

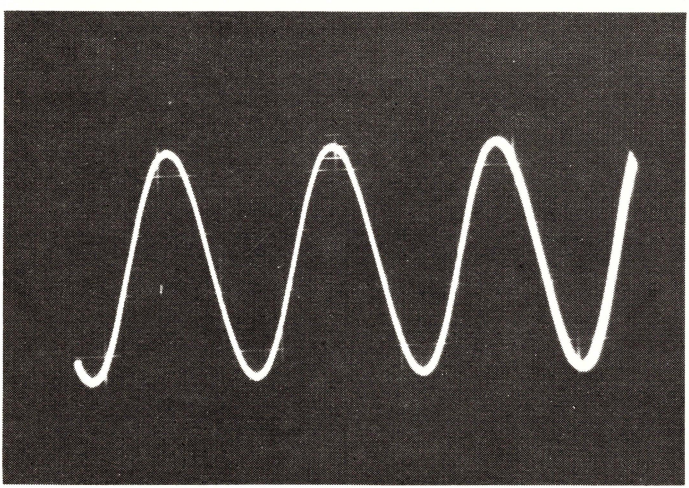


Fig. 2

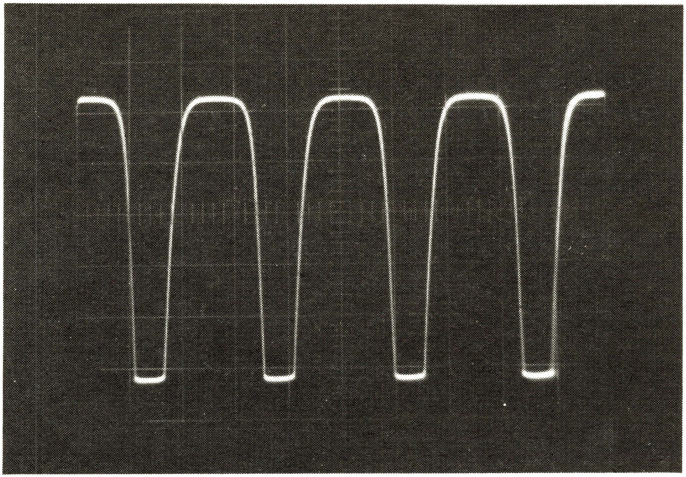


Fig. 3

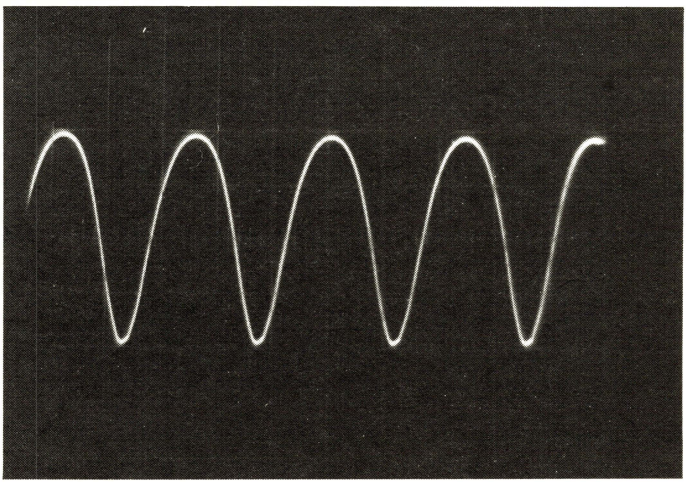


Fig. 4

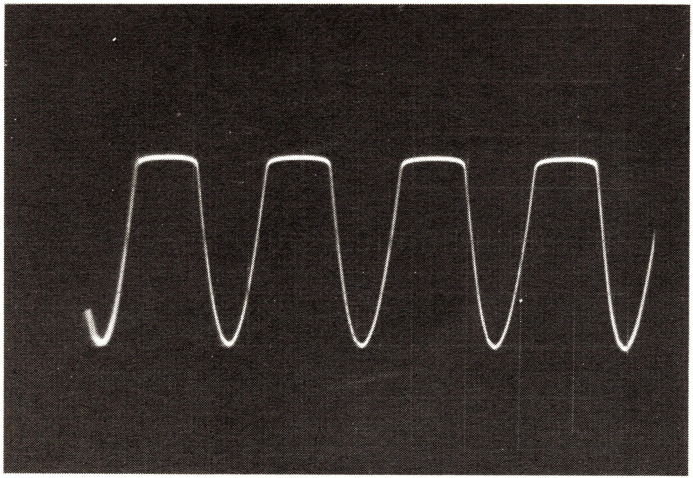


Fig. 5

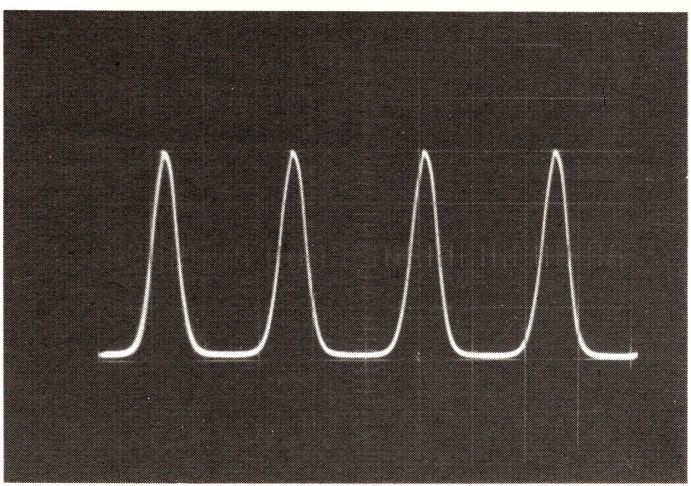


Fig. 6

aucune déformation n'est décelable. Lorsqu'on augmente l'amplitude de la tension d'entrée, celle de la sortie croît proportionnellement, jusqu'à ce qu'apparaisse l'écrêtage. Pour une polarisation correcte, celui-ci doit intervenir simultanément sur les crêtes positives et négatives, ainsi que le montre la figure 3. Sinon, il faut retoucher AJ.

Remarquons que la dissymétrie observée, à la figure 3, dans les formes de l'écrêtage, ne contredit pas cette simultanéité, mais provient de la non linéarité des caractéristiques du transistor, pour les signaux de forte amplitude.

Les oscillogrammes des figures 4 et 5, relevés en augmentant progressivement la tension d'entrée, montrent que l'écrêtage n'affecte que les pointes positives. Le potentiel moyen du collecteur de T, dans ce cas, est donc trop élevé, et il faut augmenter la tension de base, pour revenir au cas de la figure 3. Au contraire, l'écrêtage unilatéral des pointes négatives, dans la figure 6, impose une diminution du potentiel moyen de la base.

II — Gain et bande passante

Un amplificateur de tension, tel que celui de la figure 1, est caractérisé par son gain G, c'est-à-dire par le rapport de l'amplitude v_s de la tension de sortie, à l'amplitude v_e de la tension d'entrée :

$$G = \frac{v_s}{v_e}$$

La mesure du gain, à l'oscilloscope, découle directement de cette définition : il suffit de mesurer successivement (appareil mono courbe), ou simultanément (appareil bicourbe), les tensions v_e et v_s.

Si le gain conserve une valeur sensiblement constante pour les fréquences moyennes, dans le cas d'un amplificateur apériodique, il n'en est plus de même aux deux extrémités du spectre. Vers les fréquences basses, le gain décroît, car l'impédance du condensateur de découplage C_2 augmente, et que ce composant ne joue plus son rôle de court-circuit. L'augmentation d'impédance de C_1 intervient aussi dans la perte de gain aux fréquences les plus basses.

La chute du gain, aux fréquences élevées, tient au fait que l'impédance de charge du collecteur n'est pas constituée de la seule résistance R_4, mais englobe aussi les capacités parasites qui viennent se brancher en parallèle sur R_4. Très grande aux fréquences basses et moyennes, cette impédance diminue aux fréquences élevées.

Pour construire la courbe de réponse d'un amplificateur, il suffit donc de mesurer le gain point par point, en choisissant des valeurs régu-

lièrement croissantes de la fréquence. Nous avons, par cette méthode, obtenu la courbe A de la figure 7, en utilisant l'amplificateur de la figure 1. En réalité, celui-ci ayant une bande passante très élevée (plu-

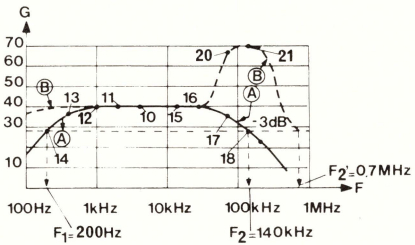


Fig. 7

sieurs mégahertz), nous avons délibérément diminué sa réponse aux fréquences hautes, en branchant, aux bornes de R_4, une capacité C_3 de 470 pF. Le schéma devient alors celui de la figure 8.

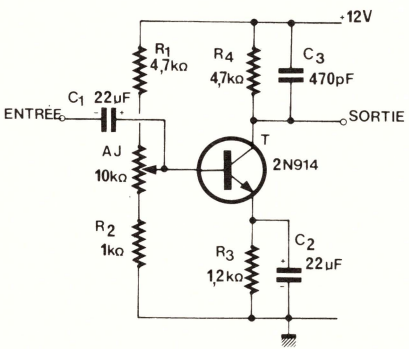


Fig. 8

Finalement, la courbe fait apparaître un gain de 40 pour les fréquences moyennes. La bande passante à 3 dB, est définie par les fréquences F_1 et F_2 pour lesquelles le gain, divisé par $\sqrt{2}$, prend la valeur G = 28. On trouve ainsi F_1 = 200 Hz, et F_2 = 140 kHz.

III — Etude d'un amplificateur en signaux rectangulaires

On démontre en mathématiques, que tout signal périodique de forme parfaitement rectangulaire, de fréquence F et d'amplitude V_0 (signal en lancée positive), peut être considéré comme la somme d'une infinité de sinusoïdes, dont les fréquences valent respectivement F, 3F, 5F, 7F, etc. (tous les harmoniques impairs), à laquelle s'ajoute une composante continue, d'amplitude $V_0/2$. L'amplitude de chaque harmonique dépend de son rang, et diminue quand celui-ci croît (fig. 9).

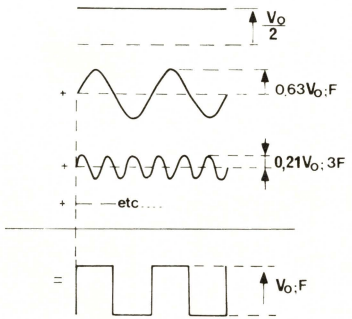


Fig. 9

Appliquer, à l'entrée d'un amplificateur, un signal rectangulaire de fréquence F, revient donc, en fait, à l'exciter simultanément par une tension continue, et par une infinité de tensions sinusoïdales de fréquences F, 3F, 5F... Si l'amplificateur était parfait, il transmettrait, avec le même gain, toutes les composantes des créneaux. On retrouverait donc, à sa sortie, des rectangles non déformés.

Dans la réalité, l'atténuation des fréquences basses et des fréquences élevées, entraîne des déformations, dont l'examen, avec un peu d'habitude, permet d'évaluer très rapidement la bande passante, sans la relever point par point. Encore faut-il, pour cela, disposer de références : c'est ce que nous proposons au lecteur, à travers les oscillogrammes qui suivent. On verra que les résultats sont absolument iniversels, car l'allure des signaux de sortie dépend, non de la valeur absolue de la fréquence des créneaux d'entrée, mais de son rapport avec les limites F_1 et F_2 de la bande passante.

Expérimentalement, nous avons toujours utilisé l'amplificateur de la figure 8, qui nous a déjà servi à construire la courbe A de la figure 7.

Pour chaque point de cette courbe de réponse, le numéro indiqué dans un cadre, est celui de l'oscillogramme pris à la fréquence correspondante. Dans tous les oscillogrammes, la trace du haut représente le signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur, et la trace du bas, le signal de sortie.

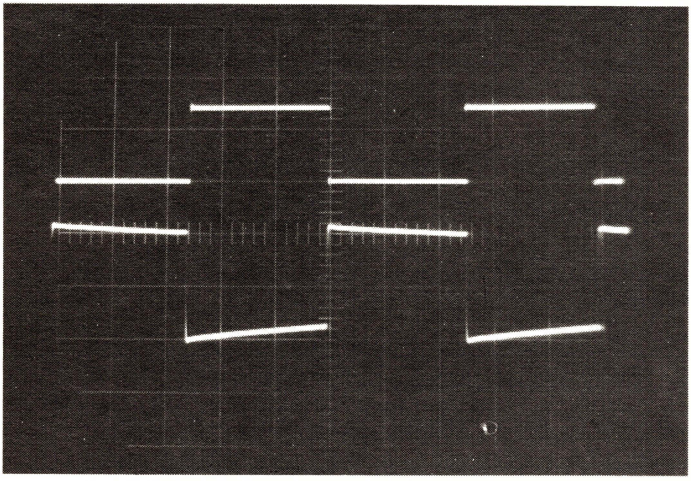


Fig. 10

L'oscillogramme de la figure 10 a été enregistré sensiblement au milieu (géométrique) de la bande passante, à une fréquence de 4 kHz. Les temps de montée sont très légèrement allongés, ce qui traduit l'atténuation des harmoniques de rang élevé, tandis que l'inclinaison des paliers, est due à l'élimination de la composante continue.

Les oscillogrammes suivant correspondent à des fréquences de plus en plus basses :

$F = 10\ F_1 = 2$ kHz (fig. 11)

$F = 5\ F_1 = 1$ kHz (fig. 12)

$F = 2\ F_1 = 400$ Hz (fig. 13)

$F = F_1 = 200$ Hz (fig. 14)

Dans ce dernier cas, où la fréquence des créneaux égale la fréquence intérieure de coupure, on remarquera que les paliers, transfor-

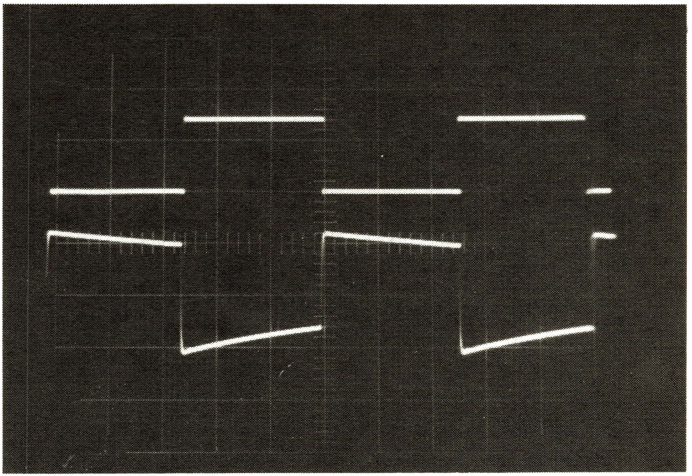


Fig. 11

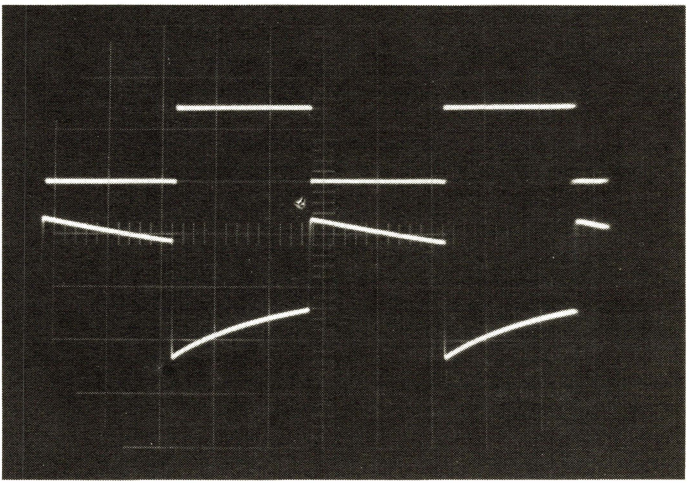


Fig. 12

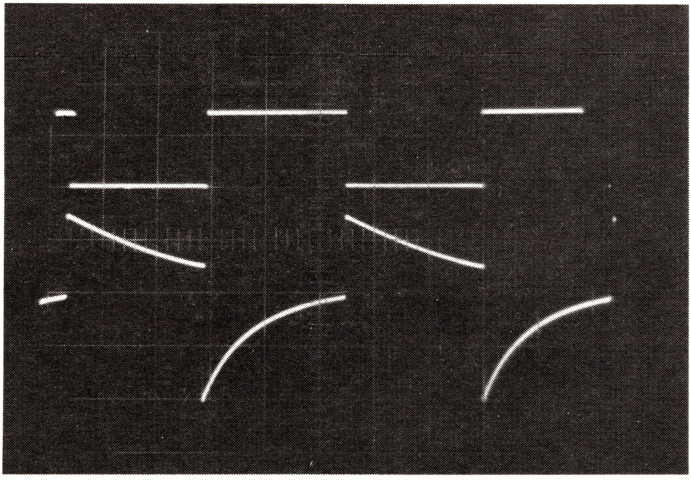


Fig. 13

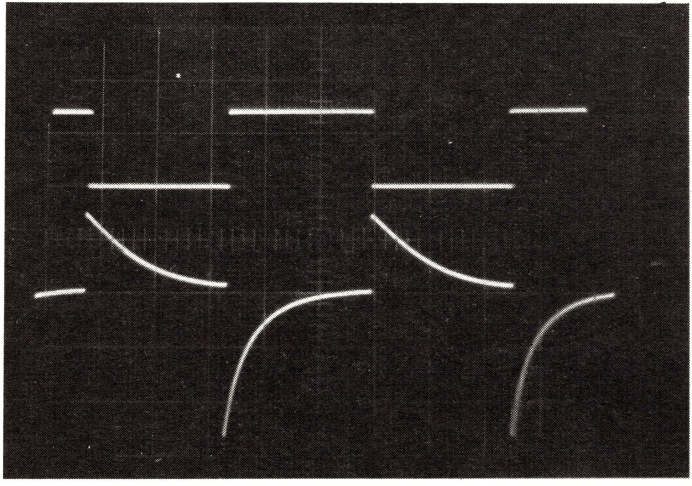


Fig. 14

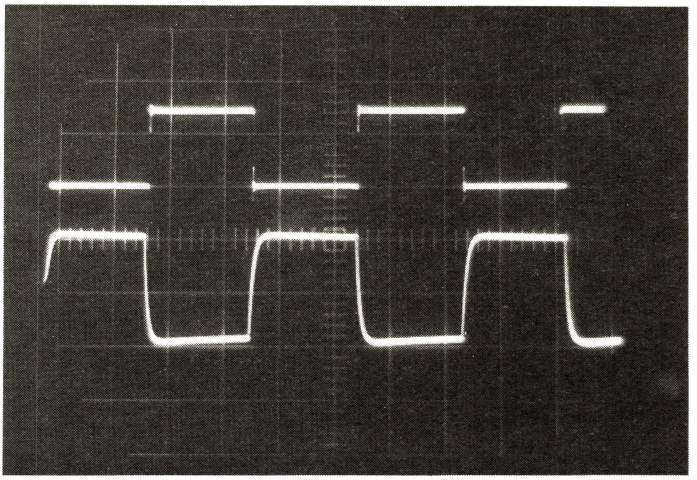


Fig. 15

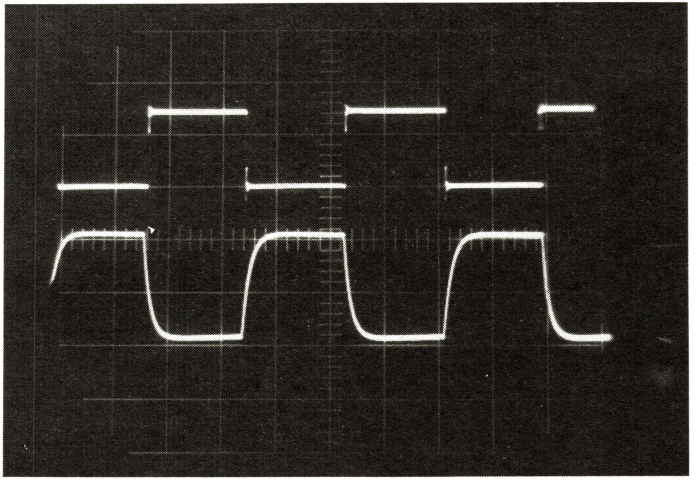


Fig. 16

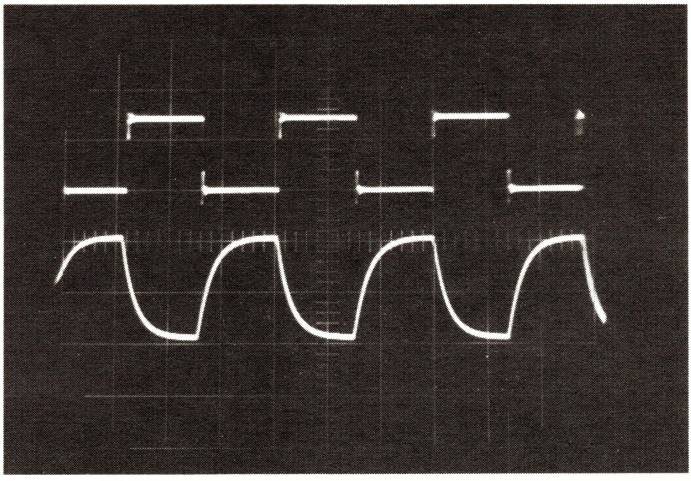


Fig. 17

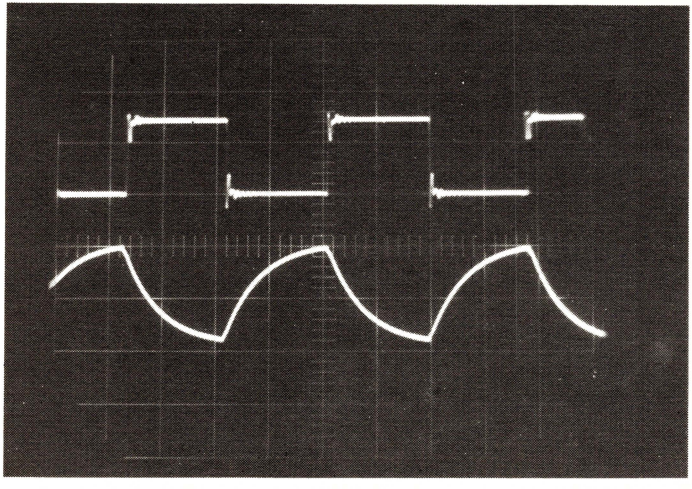


Fig. 18

més en fragments d'exponentielles, rejoignent juste le niveau moyen du signal : on dispose, ainsi, d'un moyen très rapide d'évaluer F_1, sur n'importe quel amplificateur. Naturellement, s'il s'agissait d'un amplificateur transmettant le continu, les paliers resteraient toujours parfaitement horizontaux.

A l'autre extrémité de la bande passante, la fréquence supérieure de coupure est $F_2 = 140$ kHz. Nous avons photographié les oscillogrammes relevés respectivement aux fréquences :

$F = 0{,}1\ F_2 = 14$ kHz (fig. 15)

$F = 0{,}2\ F_2 = 28$ kHz (fig. 16)

$F = 0{,}5\ F_2 = 70$ kHz (fig. 17)

$F = F_2 = 140$ kHz (fig. 18)

Là encore, si on conserve en mémoire l'allure de la figure 18, il devient facile d'estimer, pour n'importe quel amplificateur, la fréquence de coupure supérieure F_2

IV — Elargissement de la bande passante

Pour élargir la bande passante vers les fréquences élevées, l'un des procédés est celui de la figure 19. La résistance d'émetteur a été scindée

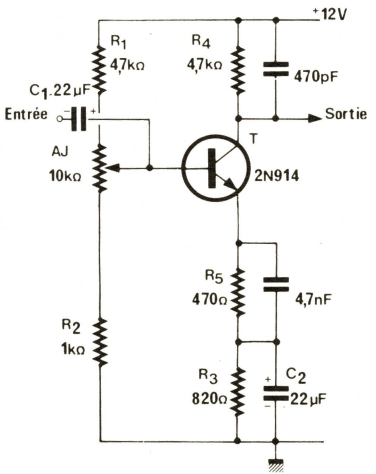


Fig. 19

en deux parties. L'une, R_3, ramenée à 820 Ω, est toujours découplée par le condensateur C_2 de 22 μF. L'autre, R_5, de 470 Ω (leur somme reste toujours proche de 1,2 kΩ), n'est découplée que par le condensateur C_4 de faible capacité (4 700 pF).

Aux fréquences basses et moyennes, l'impédance de C_4 reste très grande, et tout se passe comme si ce condensateur n'existait pas. La résistance R_5 introduit alors une contre réaction qui, d'une part, élargit la courbe de réponse vers les fréquences basses (courbe B, figure 7), et d'autre part diminue le gain. Afin de permettre une comparaison plus facile des cas A et B, nous avons changé l'échelle de l'axe vertical du diagramme, ramenant ainsi le gain moyen au même niveau.

Aux fréquences élevées, l'impédance de C_4 diminue, et ce condensateur court-circuite R_5, ce qui augmente le gain : la courbe de réponse, tracée en pointillés sur la figure 7, monte d'abord. Plus loin, la correction ne suffisant plus à compenser les capacités parasites, on assiste à une nouvelle diminution, la fréquence de coupure F'_2 étant maintenant de 700 kHz. Nous tenons à faire remarquer au lecteur que, pour la démonstration, la correction choisie dans notre exemple est manifestement excessive : un condensateur C_4 de 1 500 pF eût mieux convenu.

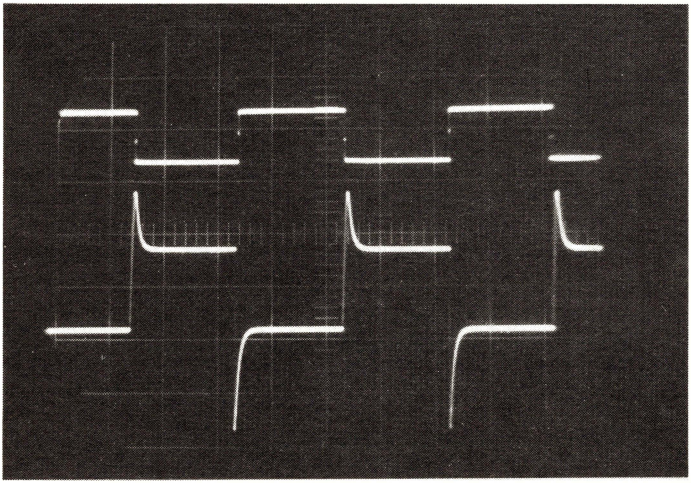


Fig. 20

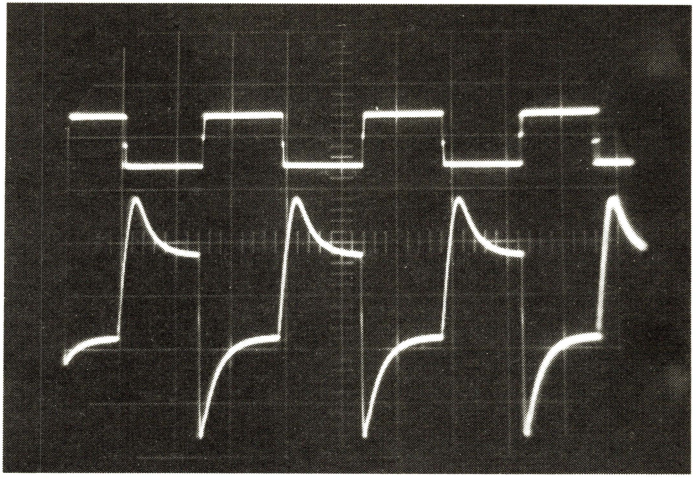


Fig. 21

En signaux rectangulaires, cette méthode d'élargissement de la bande passante se traduit par une diminution très sensible des temps de montée et de descente, mais aussi par l'apparition d'un dépassement, à la fin de chaque transitoire. Les clichés des figures 20 et 21 sont respectivement pris à 70 kHz, et à 140 kHz : on les comparera à ceux des figures 17 et 18, relevés aux mêmes fréquences, mais sans correction.

V — Etude d'un amplificateur en signaux triangulaires

La démocratisation des générateurs de fonctions, rend accessible, à tous, les signaux triangulaires. Ceux-ci, pour l'essai et la mise au point des amplificateurs, se révèlent souvent beaucoup plus efficaces que les traditionnelles sinusoïdes, ainsi que nous le montreront les quelques oscillogrammes ci-dessous. Tous ont été pris à l'aide de l'amplificateur de la figure 7.

Pour le réglage de la polarisation, nous avons appliqué sur l'entrée, avec des amplitudes égales, des sinusoïdes (fig. 22) et des triangles (fig. 23). A peine discernable dans le premier cas, l'écrêtage apparaît très visiblement dans le deuxième, car il intervient sur la pointe d'un signal (dans le cas présent, il s'agit de la pointe négative).

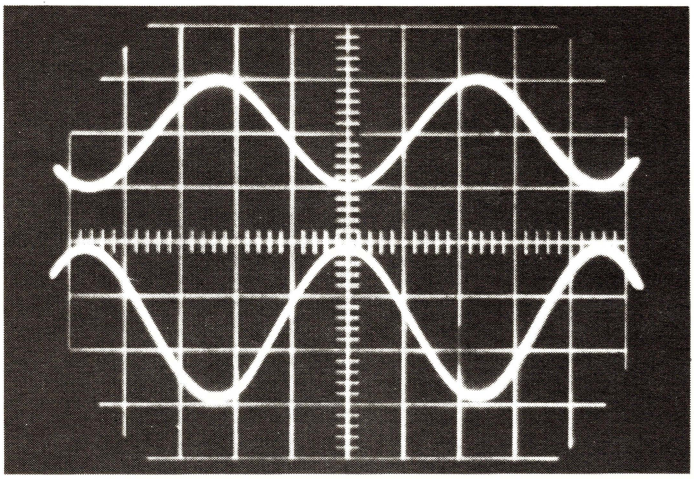


Fig. 22

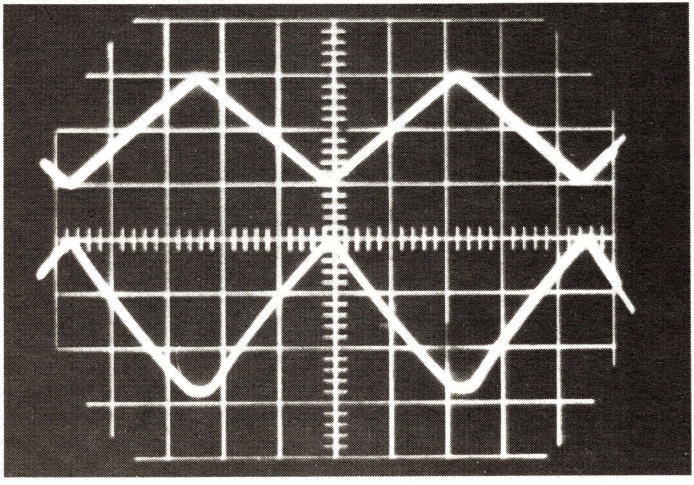


Fig. 23

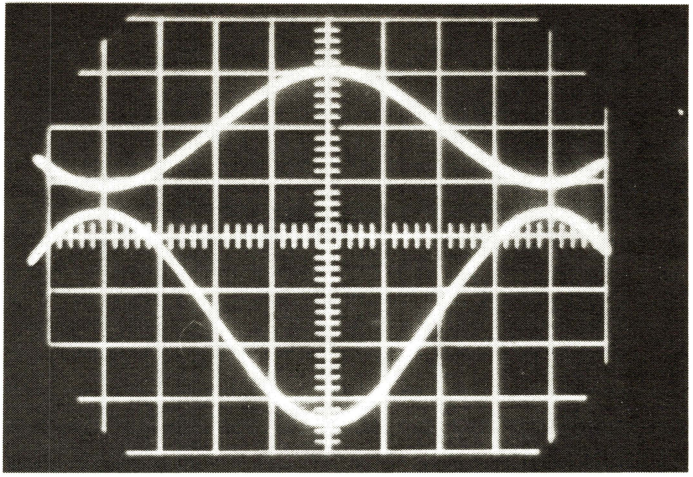


Fig. 24

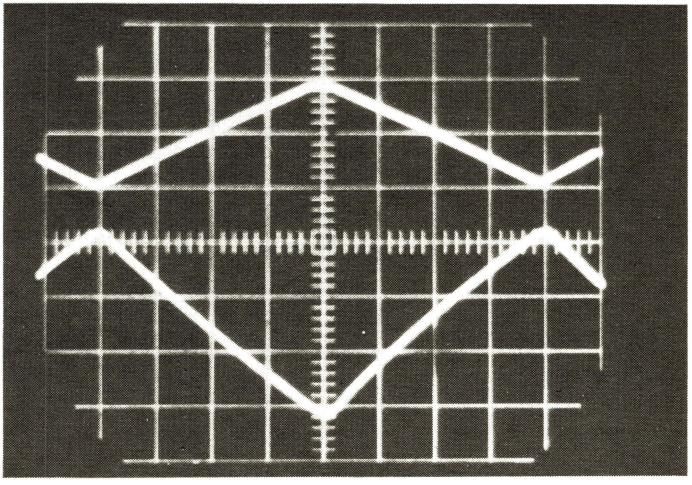


Fig. 25

Mais c'est surtout pour l'étude de la linéarité, que la supériorité des signaux triangulaires se révèle frappante. La non linéarité apparaissant aux grandes amplitudes, n'est que très difficilement perceptible à l'œil, dans le cas de sinusoïdes (fig. 24) ; avec des triangles, au contraire, le défaut est immédiatement visible, car il se traduit par une courbure des rampes (fig. 25).

CHAPITRE V

La modulation d'amplitude

Pour transmettre à distance une information électrique, par exemple le signal capté par un microphone, ou les tensions qui constituent la vidéofréquence des téléviseurs, etc., on utilise l'intermédiaire d'une onde porteuse, à fréquence nettement plus élevée, dont l'un des paramètres (amplitude, fréquence ou phase), varie au rythme du signal utile.

L'oscilloscope permet, par différentes méthodes examinées dans ce chapitre, de contrôler très facilement la qualité d'une modulation d'amplitude, et d'en mesurer les caractéristiques.

II — Principe de la modulation d'amplitude

Nous baptiserons F_m la fréquence de la tension modulatrice (tension BF), et F_p celle de la sinusoïde porteuse (tension HF). Le but à atteindre est illustré par la figure 1 ; à chaque instant, l'enveloppe de la porteuse, déterminée par l'amplitude de l'onde HF, doit reproduire, avec le minimum de déformation, les variations de la basse fréquence.

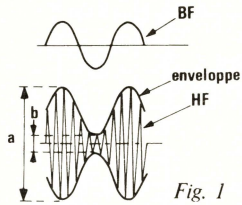


Fig. 1

Une caractéristique importante est le « taux de modulation » m. A partir des données de la figure 1, cette quantité, exprimée en pourcentage, se définit par la relation :

$$m = 100 \frac{a - b}{a + b}$$

où a et b désignent, respectivement, l'amplitude maximale et l'amplitude minimale de la porteuse.

Généralement, on choisit une valeur très grande pour le rapport F_p/F_m. Cependant, afin de bien illustrer le mécanisme de la modula-

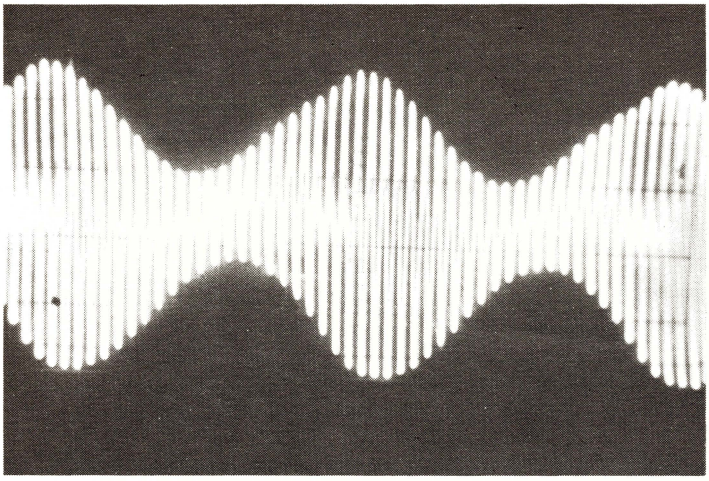


Fig. 2

tion, nous avons photographié l'oscillogramme de la figure 2, avec des fréquences de 23 kHz et 1 000 Hz, respectivement : chaque arche de la porteuse apparaît ainsi clairement.

II — Examen d'une onde modulée en amplitude

Cet examen doit nous permettre à la fois de juger de la fidélité de la modulation, c'est-à-dire de vérifier que l'enveloppe de la porteuse reproduit bien la BF, et d'en mesurer le taux.

Le premier problème qui se pose, est celui de la synchronisation de l'oscilloscope. Supposons, en effet, qu'ayant appliqué sur l'entrée verticale un signal complexe tel que celui de la figure 2, nous cherchions à régler la vitesse de balayage pour examiner quelques périodes de l'onde BF. On sait qu'en synchronisation interne, les impulsions commandant le déclenchement de chaque dent de scie, sont directement élaborées à partir de la tension d'entrée verticale. Plus précisément, les circuits de synchronisation délivrent une impulsion, chaque fois que cette tension franchit un seuil prédéterminé. Or, cet événement se produit à chaque période de la porteuse : la base de temps se synchronisera donc sur un multiple de la fréquence F_p.

Comme il n'existe, à priori, aucune raison pour que les fréquences F_p et F_m soient dans un rapport simple, ni même constant, il n'y aura

pas stabilisation de l'enveloppe BF sur l'écran, et l'oscillogramme observé ne sera pas exploitable.

Il apparaît donc nécessaire d'utiliser la tension modulatrice seule, et non sa combinaison avec la porteuse, pour synchroniser la base de temps. A cet effet, deux méthodes peuvent également donner satisfaction.

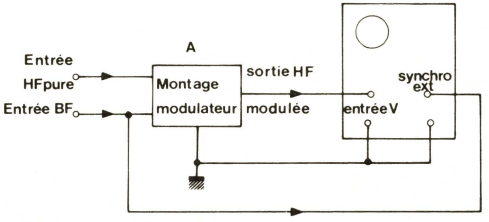


Fig. 3

La première consiste à prélever la BF en amont du circuit modulateur, et à l'appliquer sur l'entrée de synchronisation externe de l'oscilloscope. Le branchement effectué est alors celui de la figure 3, où

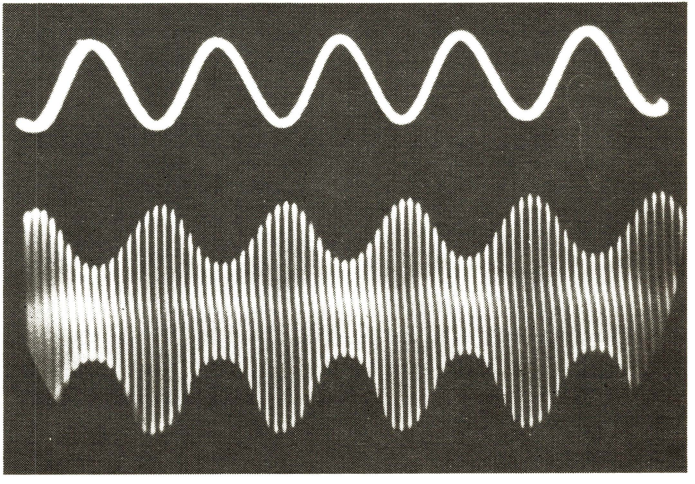


Fig. 4

l'ensemble A symbolise le circuit de modulation. L'oscillogramme de la figure 2, a été obtenu par cette méthode.

L'autre procédé nécessite l'emploi d'un oscilloscope bicourbe. On applique alors le signal modulé sur l'une des entrées « verticales », Y_A par exemple, et la tension modulatrice sur la deuxième entrée, Y_B.

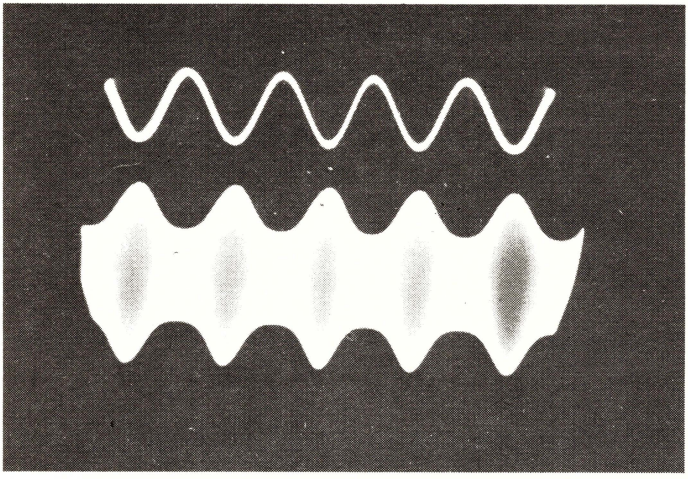


Fig. 5

Naturellement, le commutateur choisissant la source de modulation, doit être dirigé vers Y_B. Cette méthode nous a permis de relever le cliché de la figure 4. Elle offre, entre autres avantages, celui de permettre directement la comparaison entre la tension BF et l'onde modulée. Ainsi, dans la figure 5, il apparaît sans ambiguïté que les mauvais résultats obtenus tiennent au circuit modulateur lui-même, puisque la sinusoïde à basse fréquence ne présente aucune déformation.

III — Mesure du taux de modulation

Les quelques oscillogrammes qui suivent, illustrent directement la méthode que nous venons d'exposer. Ainsi, dans la figure 6, et par comparaison avec la figure 1, on trouve :

a = 2,6 divisions
b = 0,6 divisions

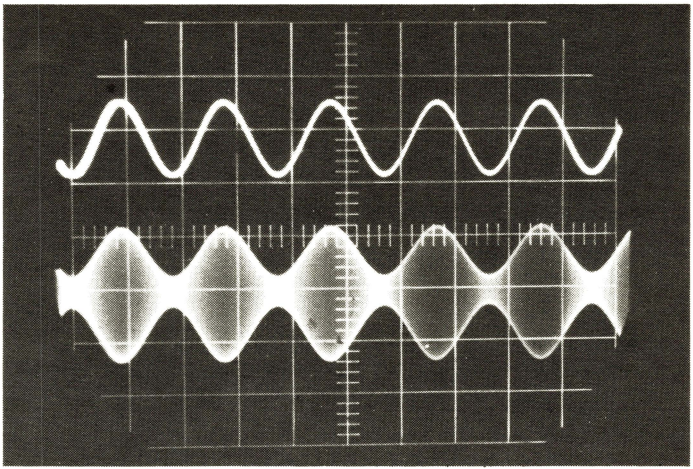


Fig. 6

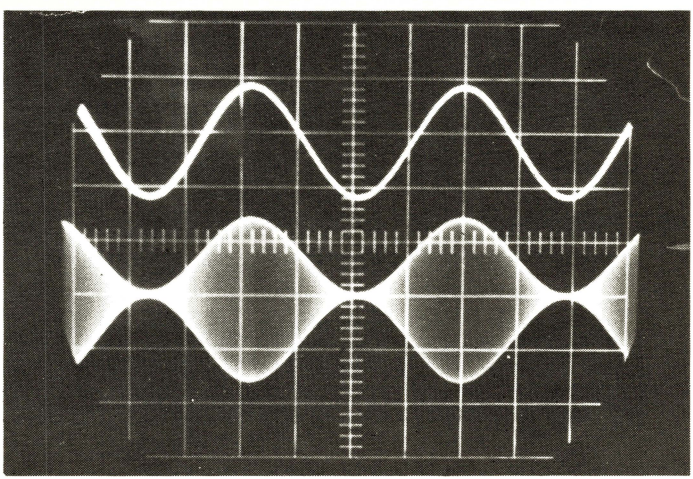


Fig. 7

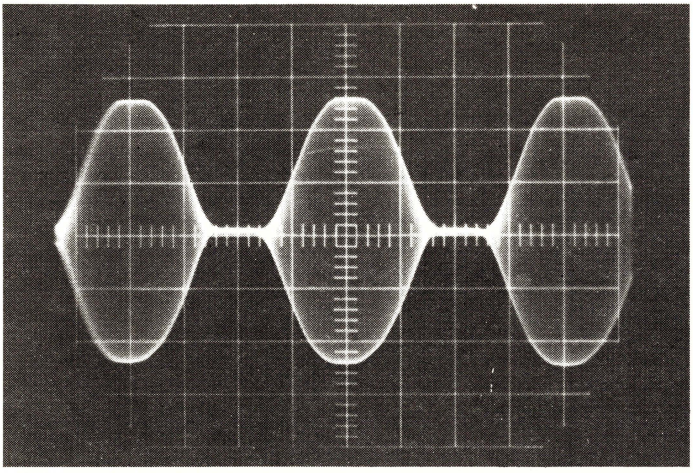


Fig. 8

Le taux de modulation, m, vaut alors :

$$m = 100 \frac{2{,}6 - 0{,}6}{2{,}6 + 0{,}6} = 62{,}5\ \%$$

Il est bien évident que le taux de modulation maximal, obtenu dans le cas de la figure 7, ne peut dépasser 100 %, valeur qui correspond à b = 0. Au-delà (fig. 8), la porteuse disparaît dans les creux de modulation, entraînant une distorsion inacceptable.

Une distorsion tout aussi gênante, bien que résultant d'un phénomène différent, peut d'ailleurs intervenir avant la disparition de la porteuse. On l'observe parfois en utilisant, sans précaution, un générateur HF. Le mécanisme de cette distorsion, s'explique grâce au schéma de la figure 9. Supposons en effet que le modulateur, ou que d'éventuels étages d'amplification HF lui faisant suite, ne puissent délivrer une tension de sortie, crête à crête, supérieure à V_{max}. Si, en l'absence de modulation, l'amplitude V_s approche cette limite sans toutefois l'atteindre, il suffit alors d'appliquer une modulation trop profonde pour que les crêtes franchissent le seuil V_{max}. Comme cela est impossible, on aboutit au résultat de la figure 10.

Naturellement, on peut employer, comme signal modulateur, toute autre forme d'onde qu'une simple sinusoïde.

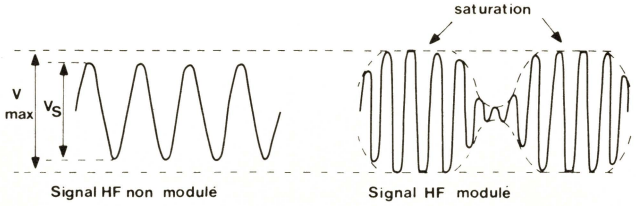


Fig. 9

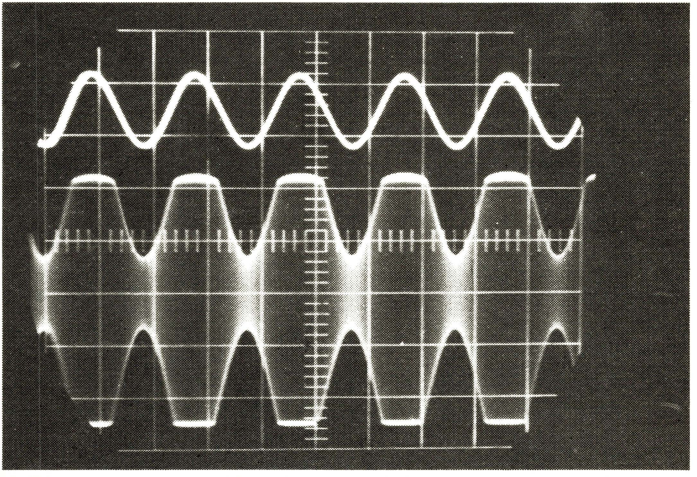


Fig. 10

IV — La méthode du trapèze

Cette méthode, qu'on peut rapprocher de la technique de construction des courbes de Lissajous (voir chapitre II), permet de mesurer très simplement le taux de modulation, et d'observer clairement les distorsions ou les déphasages introduits par les circuits modulateurs.

Son principe repose sur l'utilisation du montage de la figure 11. Sur l'entrée verticale de l'oscilloscope, on applique le signal HF modulé, tandis que l'entrée horizontale reçoit la tension à basse fréquence. Finalement, chacune des deux parties de l'enveloppe de l'onde modulée,

se combine avec la tension modulatrice, pour donner une courbe de Lissajous. Les deux ellipses sont, à chaque instant, décalées d'une hauteur proportionnelle à l'amplitude de la porteuse, à ce même instant. Aux extrémités de ces deux ellipses en opposition de phase, on retrouve donc les hauteurs a et b précédemment définies à la figure 1 de ce chapitre, ce qui permet une mesure rapide de m.

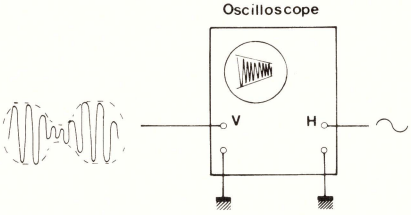


Fig. 11

On appelle généralement « trapèze de modulation » l'oscillogramme ainsi obtenu, et dont la figure 12 donne un exemple. Toutefois, cette nomenclature ne peut, en toute rigueur, s'appliquer que si la modulation n'introduit pas de déphasage : dans ce cas, et dans ce seul

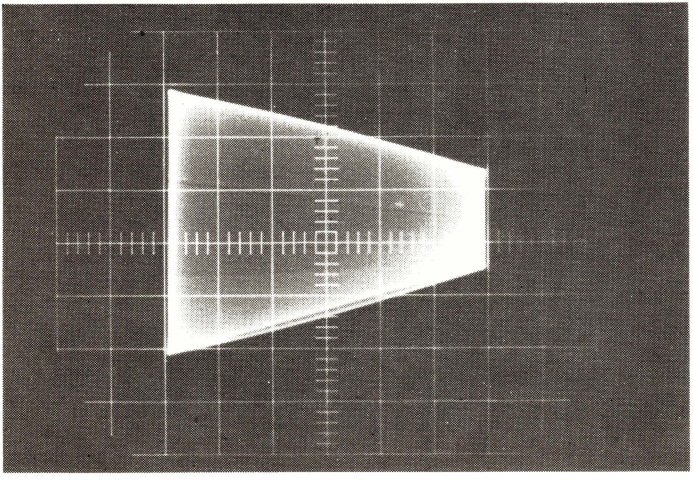


Fig. 12

cas (à 180° près), les ellipses se réduisent en effet à des segments de droites.

L'apparition d'un déphasage, que nous avons volontairement amplifié, correspond au dessin de la figure 13. Dans la pratique, on s'efforcera de minimiser ce déphasage.

Fig. 13

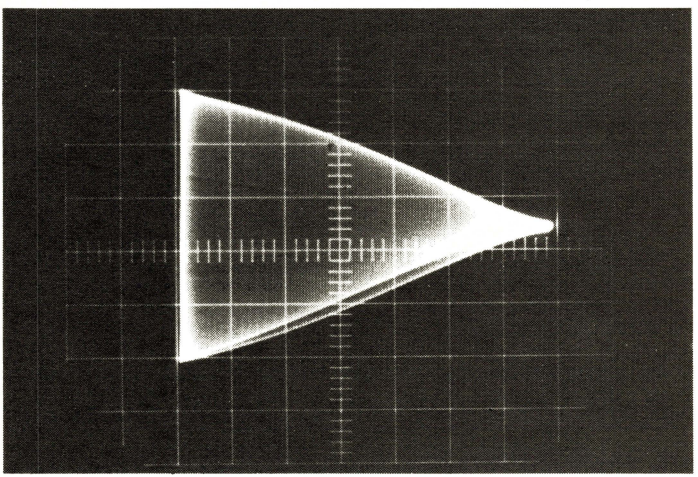


Fig. 14

Dans un but de comparaison, nous avons relevé (fig. 14), le trapèze correspondant à la modulation à 100 % de la figure 7, et celui (fig. 15) de l'onde surmodulée de la figure 8. La pointe de droite, dans ce dernier cas, trahit l'existence d'une zône de suppression de la porteuse. En même temps, sur ces deux exemples, l'ellipse déformée fait apparaître qu'il y a non seulement déphasage, mais une légère distorsion, qui

n'apparaît que difficilement sur les figures 7 et 8. La méthode du trapèze se révèle donc plus sensible que l'observation directe, en balayage linéaire.

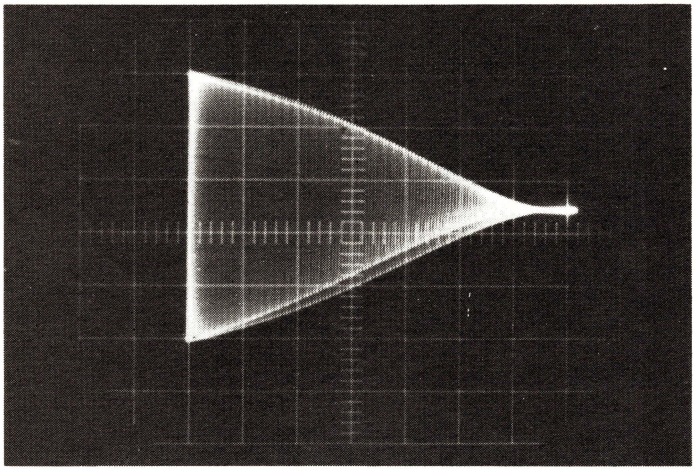


Fig. 15

CHAPITRE VI

Redressement et détection

Bien qu'à première vue très distinctes par leurs finalités, puisqu'il s'agit, dans le premier cas, d'obtenir une tension continue aussi pure que possible en partant d'une tension alternative, et dans le deuxième cas, d'extraire la tension alternative BF véhiculée par une porteuse, les opérations de redressement et de détection comportent suffisamment de points communs, pour que nous les rassemblions en un même chapitre.

Nous traiterons d'abord le problème du redressement, en essayant surtout de dégager, par examen des oscillogrammes, les différentes anomalies de fonctionnement couramment rencontrées dans la pratique. La même démarche nous guidera, d'ailleurs, pour l'étude de la détection.

I — Redressement à simple ou double alternance

Le plus simple de tous les redresseurs, est celui que schématise la figure 1. Par rapport au point A, choisi comme masse du circuit, donc comme référence des potentiels, le transformateur délivre, sur son

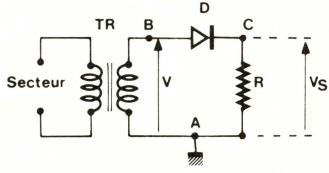


Fig. 1

secondaire, une tension sinusoïdale, alternativement positive et négative. On peut l'observer en branchant la sonde de l'oscilloscope au point B, comme le montre la trace supérieure, dans la figure 2, où nous avons utilisé un transformateur de 9 V ; l'amplitude atteint donc :

$$9 \times \sqrt{2} = 12{,}7 \text{ V}$$

A chaque alternance positive, le courant circule dans la résistance R, après avoir traversé la diode D, alors conductrice. Au point C (trace inférieure de la figure 2), la tension V_S reproduit donc les alter-

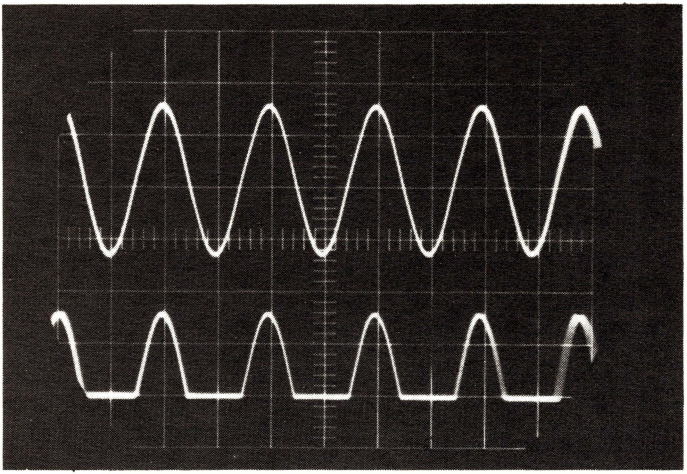


Fig. 2

nances positives de V. Par contre, pour les alternances négatives, D s'oppose au passage du courant, et la chute de tension s'annule aux bornes de R.

Il existe deux méthodes pour redresser l'ensemble des deux alternances. La première, qui exige un transformateur à point milieu, se contente de deux diodes (fig. 3). Le courant, empruntant successivement les trajets (1) et (2), donc les diodes D_1 et D_2, traverse toujours

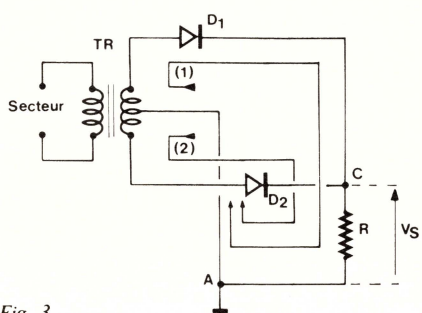


Fig. 3

dans le même sens la résistance R, aux bornes de laquelle on observe la tension illustrée par la figure 4, pour laquelle le transformateur utilisé délivrait deux fois 9 V.

Cet oscillogramme met en évidence le défaut majeur du circuit : en raison de la dissymétrie inévitable entre les deux enroulements secondaires, aux alternances successives correspondent des tensions de crêtes différentes. Nous verrons plus loint que ceci complique le filtrage, ou conduit à une ondulation résiduelle supérieure.

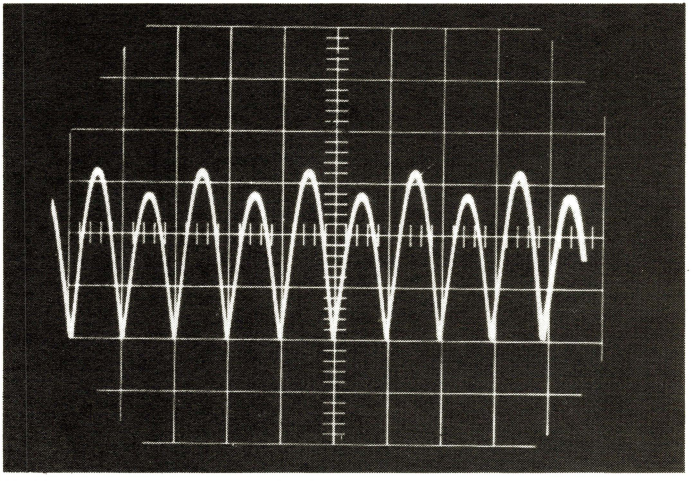


Fig. 4

Avec un enroulement secondaire unique, le redressement des deux alternances exige l'emploi de quatre diodes montées en pont, conformément au schéma de la figure 5. Les diodes D_2 et D_4 conduisent dans le sens (1), tandis que, dans le sens (2), le courant circule à travers les

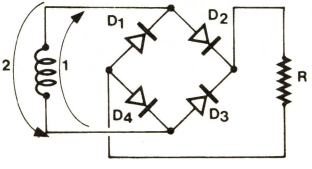


Fig. 5

diodes D_1 et D_3. L'oscillogramme de la figure 6, montre que les deux alternances redressées ont maintenant la même amplitude.

Les pannes affectant le plus couramment le fonctionnement d'une diode, peuvent se classer en deux catégories : ou bien la jonction est coupée, ou bien elle est en court-circuit.

Dans le cas du redressement monoalternance, les résultats sont évidents : une diode coupée ne laisse passer aucun courant, et la tension est nulle en permanence aux bornes de la charge ; si la jonction est en court-circuit, on retrouve tout simplement, sur R, la sinusoïde délivrée par le transformateur.

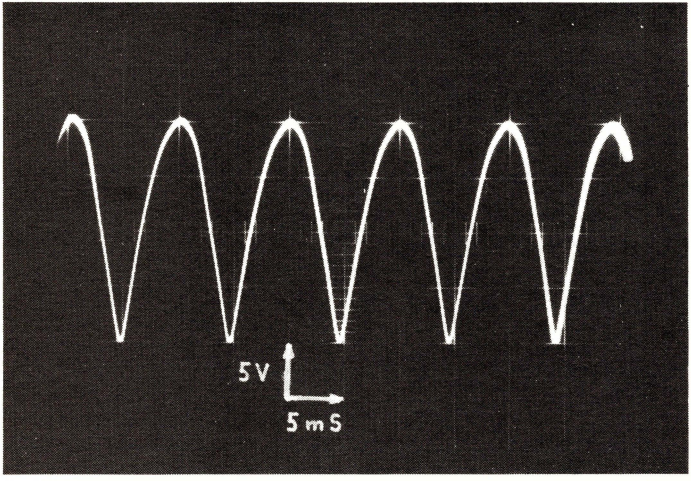


Fig. 6

Dans le cas du pont à quatre diodes, supposons l'un des composants en court-circuit, par exemple D_3. Dans le sens (1), le courant empruntera directement le trajet D_2, D_3, et rien ne circulera dans la résistance. Dans le sens (2), le trajet devient D_3, R, et D_4. Tout se passe, finalement, comme si seule D_4 existait, et l'oscillogramme observé est encore celui de la figure 2. Notons simplement que le transformateur chauffe, puisqu'il se trouve en court-circuit pendant la moitié de la période. Avec une diode coupée (toujours D_3 par exemple), on se retrouve encore dans la situation du redressement monoalternance, mais cette fois sans échauffement du transformateur. Le courant, lorsqu'il circule

dans le sens (1), traverse les diodes D_2 et D_4 branchées en série ; il en résulte une augmentation du seuil de conduction, conduisant à un élargissement du palier inférieur, comme le montre la figure 7, caractéristique de ce type de panne.

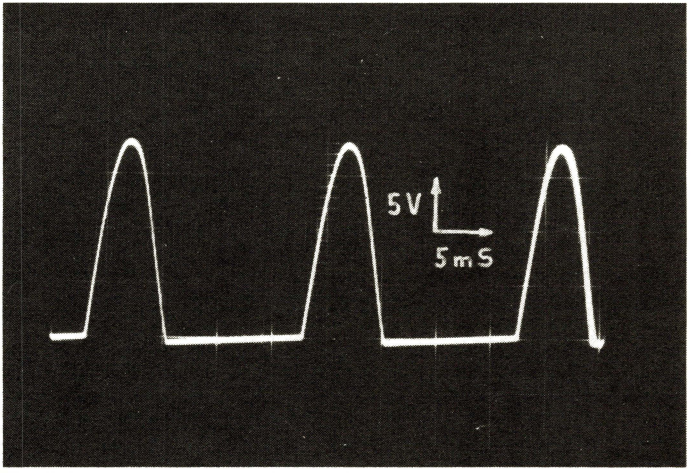


Fig. 7

II — Filtrage par condensateur

Sauf pour des applications très particulières (recharge d'un accumulateur par exemple), la tension unidirectionnelle, mais variable, des figures 2, 4 ou 6, n'est pas utilisable pour alimenter un montage. On désire, au contraire, se rapprocher le plus possible d'une tension continue.

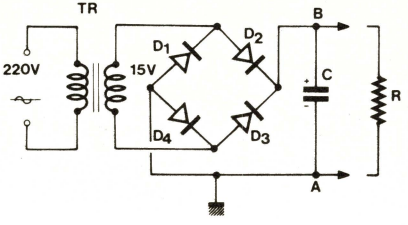


Fig. 8

Ce résultat s'obtient à l'aide d'un condensateur de filtrage, branché en parallèle sur la charge. Nous n'en examinerons le fonctionnement que dans le cas des redresseurs à deux alternances, qui permettent un filtrage plus efficace. Pour un montage en pont, le schéma devient celui de la figure 8, que nous commenterons à l'aide du graphique de la figure 9.

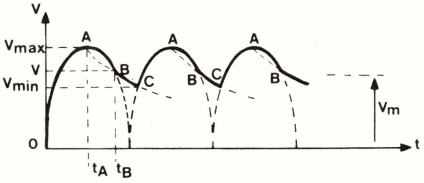


Fig. 9

La succession des arches de sinusoïdes, représentées en pointillés sur la figure 9, matérialise la tension qu'on observerait, aux bornes de la résistance de charge, en l'absence de condensateur. Supposons maintenant, en présence du condensateur, que l'alimentation soit mise sous tension au début d'une alternance, choisie comme origine 0 des axes de coordonnées. La tension maximale V_{max} de charge du condensateur, est atteinte au point A. S'il n'existait plus, à partir de l'instant t_A, que la résistance R et le condensateur C, ce dernier se déchargerait exponentiellement, selon la courbe ABC tendant asymptotiquement vers zéro. Mais, entre les instants t_A et t_B, le potentiel délivré par l'ensemble diodes-transformateur, reste supérieur à celui de l'exponentielle : il en va ainsi de la tension aux bornes de l'ensemble RC, qui évolue en suivant la portion de sinusoïde AB.

Par contre, à partir de l'instant t_B, la décroissance s'effectue en suivant l'arc d'exponentielle BC, jusqu'au point de rencontre C avec l'arche de sinusoïde suivante. Là, le cycle recommencera : arc de sinusoïde CAB, exponentielle BC, etc. Finalement, la tension recueillie sur la charge, évolue entre le maximum V_{max} et un minimum V_{min} fixé par la constante de temps RC.

La différence V_{max}-V_{min} constitue l'ondulation résiduelle. Mais la donnée la plus intéressante est le taux d'ondulation m, qui traduit les valeurs relatives de l'ondulation résiduelle, à la tension moyenne V recueillie. On l'exprime en %, selon la définition :

$$m = \frac{V_{max}-V_{min}}{V} \times 100$$

On peut observer à la fois la tension moyenne et l'ondulation résiduelle, si l'oscilloscope est réglé pour transmettre la composante continue. L'oscillogramme de la figure 10, où le taux d'ondulation important est dû à un filtrage volontairement insuffisant, a été relevé dans ces conditions. Le trait horizontal inférieur, y matérialise le niveau zéro. Avec un transformateur délivrant 15 V efficaces, nous avons utilisé une résistance de charge R de 470 Ω, et un condensateur C de 47 μF. La composante continue V vaut environ 17 V, tandis que l'amplitude de l'ondulation à 100 Hz atteint 4 V.

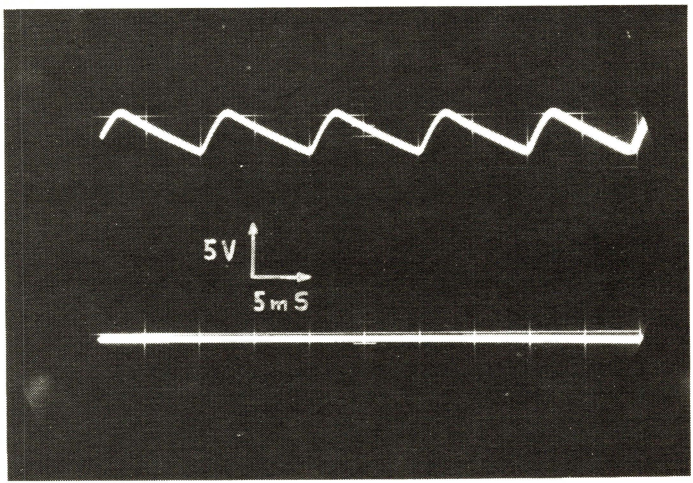


Fig. 10

En augmentant la capacité de filtrage, on accroît la composante continue, tandis que l'ondulation résiduelle diminue. L'oscillogramme de la figure 11 a été pris avec une capacité de 220 μF : la tension continue atteint 18 V, et l'ondulation devient inférieure au volt.

Dans ce dernier oscillogramme, la composante alternative est si faible qu'avec la sensibilité sélectionnée, il n'est plus possible de la mesurer. Or, si on augmente la sensibilité, le spot sort de l'écran. Pour mesurer l'amplitude de la composante alternative, il faut maintenant se débarrasser des 18 V continus. On y parvient en basculant le commutateur « continu-alternatif » de l'entrée de l'oscilloscope, sur la position

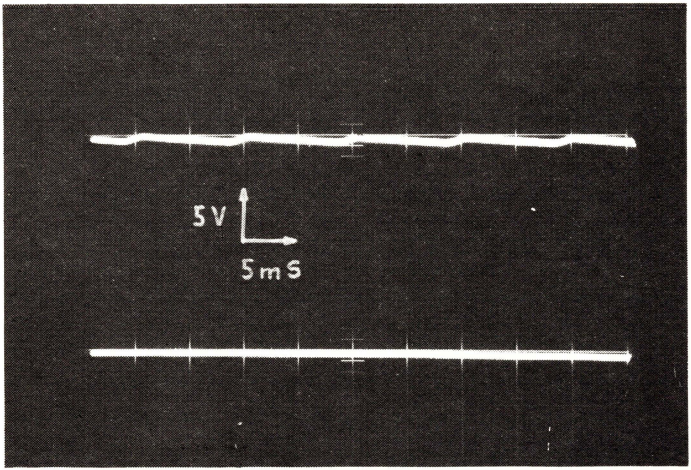


Fig. 11

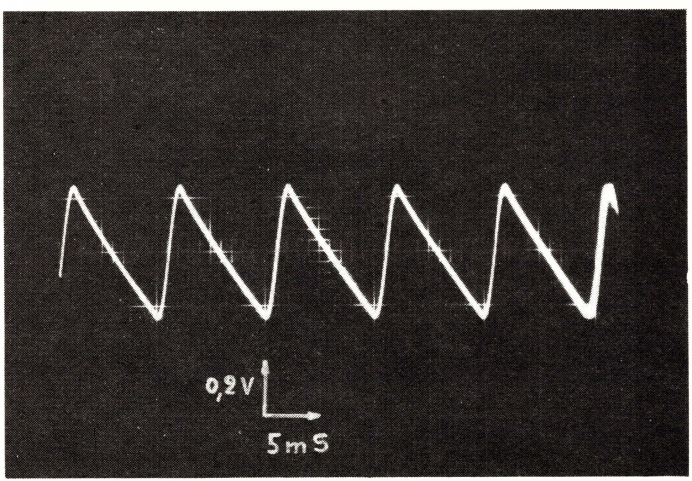


Fig. 12

« alternatif » : on a ainsi relevé, sur le montage précédent, l'oscillogramme de la figure 12, permettant de mesurer commodément une ondulation résiduelle de 500 mV.

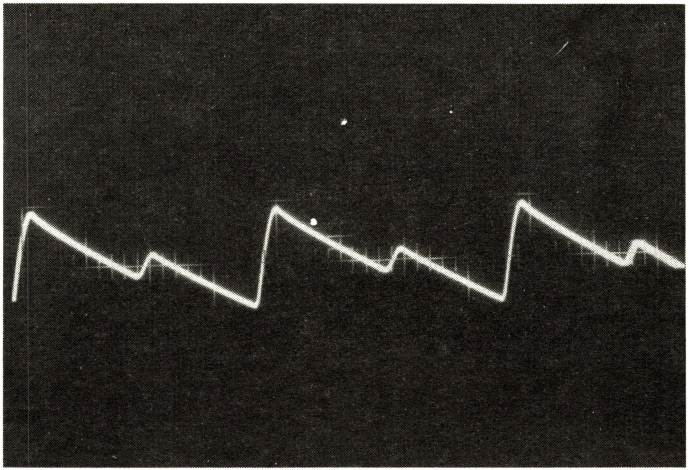


Fig. 13

Enfin, l'exemple suivant (fig. 13), montre les inconvénients du redressement des deux alternances, à partir d'un transformateur à point milieu. La dissymétrie entraîne une ondulation résiduelle plus compliquée, et d'amplitude sensiblement supérieure.

III — Le mécanisme de la détection

Le chapitre V nous fût l'occasion d'étudier la modulation, opération dont la détection constitue l'opération inverse. Toutes les notions discutées à cette occasion seront donc supposés acquises, dans les lignes qui suivent.

Le diagramme de la figure 14 explicite le mécanisme de la détection. Les fréquences des ondes porteuses et modulatrices sont, volontairement, choisies beaucoup plus voisines qu'il n'est fait dans la pratique, aux fins de synthétiser, sur la même figure, les aspects « BF » et « HF » du problème.

En pointillés rapides, nous avons représenté l'onde porteuse HF. Le signal BF qui nous intéresse finalement, n'est autre que son enve-

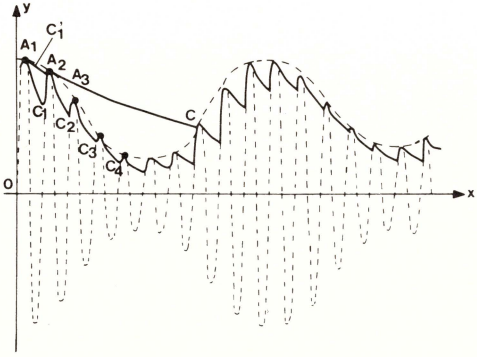


Fig. 14

loppe, dessinée en tirets longs (seule la moitié de l'enveloppe, supérieure par exemple, nous intéresse). Les notations (points A et C du diagramme de la figure 9) indiquent respectivement les sommets de chaque arche de la sinusoïde HF, et les points d'intersection des exponentielles de décharge, avec l'arche suivante, le circuit détecteur étant celui de la figure 15.

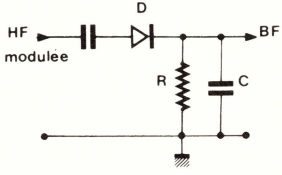


Fig. 15

Avec une constante de temps RC faible vis-à-vis de la période de la porteuse, l'onde détectée affecte la forme illustrée par la courbe en traits pleins A_1, C_1, A_2, C_2, etc. Elle reproduit en moyenne le signal modulateur mais contient encore une part non négligeable de la composante HF. Au contraire, une constante de temps grande devant la période BF, ne permet pas au condensateur de se décharger avec la même pente que celle du signal modulateur. On obtient alors la courbe A_1, C'_1, A_2, C, qui entraîne une importante déformation des tensions modulatrices.

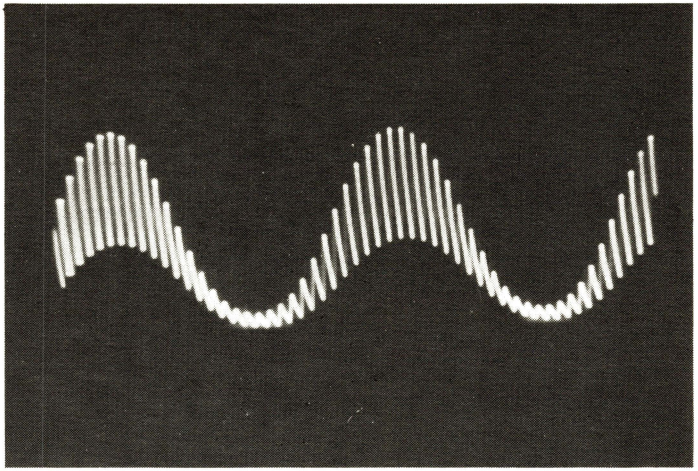


Fig. 16

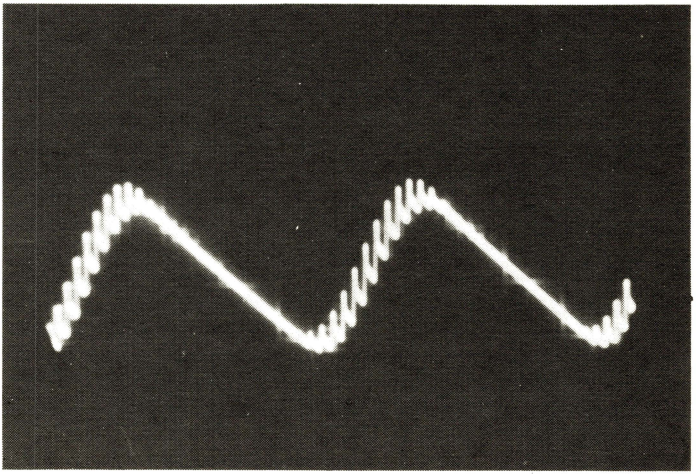


Fig. 17

Finalement, celles-ci ne seront correctement reproduites, c'est-à-dire sans distorsion ni composante résiduelle à la fréquence porteuse, que si la constante de temps RC est, à la fois, beaucoup plus grande que la période HF, et beaucoup plus petite que la période BF. Cette condition, évidemment, impose une limite inférieure à la fréquence de la porteuse.

Dans les oscillogrammes représentés, et pour des raisons didactiques, nous n'avons pas respecté cette condition, pas plus que nous ne l'avions fait, au chapitre V, lors de l'étude de la modulation d'amplitude. Les photographies des figures 16 et 17, alors, sont faciles à rapprocher du dessin de la figure 14, respectivement pour une constante de temps trop faible, puis pour une autre trop grande.

CHAPITRE VII

Relevé des caractéristiques

Comme toute courbe, la caractéristique d'une diode, d'un transistor, ou de tout autre dispositif semi-conducteur, peut être relevée, au moins partiellement, point par point.

Toutefois, il est évidemment plus rapide, et bien souvent plus commode, d'afficher directement la caractéristique cherchée, ou le réseau des caractéristiques, sur l'écran d'un oscilloscope.

I — Caractéristique d'une diode de redressement

Sous cette appellation, nous engloberons toutes les diodes utilisables soit au redressement proprement dit, soit à la détection ou à des applications similaires. Seront exclues, par contre (nous y reviendrons plus loin), les diodes zéner et les diodes tunel.

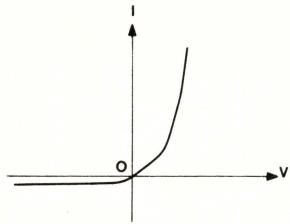


Fig. 1

On appelle caractéristique d'une diode, la courbe représentant l'intensité du courant qui la traverse, en fonction de la tension appliquée entre son anode et sa cathode. Elle offre toujours l'aspect de la figure 1. Pour les tensions directes (anode positive par rapport à la cathode), le courant ne croît d'abord que lentement, jusqu'à une tension de l'ordre de 0,3 V pour le germanium, et 0,6 V pour le silicium. La branche directe se caractérise, ensuite, par une montée exponentielle de l'intensité, en fonction de la tension.

Avec l'échelle que nous avons utilisée, c'est-à-dire en adoptant, sur l'axe vertical, les mêmes unités pour les courants positifs et négatifs, la branche de la caractéristique correspondant aux tensions inverses,

se confond pratiquement avec l'axe. Ceci est particulièrement vrai dans le cas des diodes au silicium, caractérisés par leurs très faibles courants de fuite.

II — Examen oscilloscopique d'une caractéristique

Le montage utilisé est celui de la figure 2. On pourra choisir un transformateur délivrant, au secondaire, une douzaine de volts. Les tensions prises aux bornes de la faible résistance r (10 Ω à 50 Ω environ), sont proportionnelles aux courants qui la traversent, et qui traversent aussi la diode. On les utilisera pour commander les déviations verticales de l'oscilloscope.

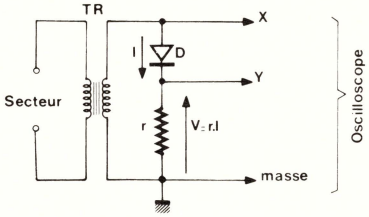


Fig. 2

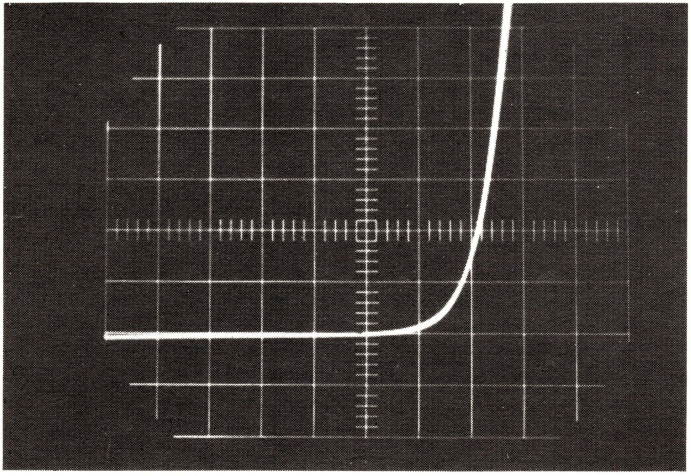


Fig. 3

Pour les déviations horizontales, il faudrait utiliser les tensions aux bornes de la diode D. En fait, la nécessité d'une masse commune, oblige à y englober la chute de tension dans r. Mais celle-ci est si faible, qu'on peut négliger l'erreur introduite.

Le résultat de ces observations, est illustré dans l'oscillogramme de la figure 3, relevé sur une diode 1 N 4004. En repérant d'abord la position du zéro sur l'écran (il suffit de débrancher le transformateur), puis en étalonnant les axes, on peut déduire des renseignements quantitatifs de cette courbe.

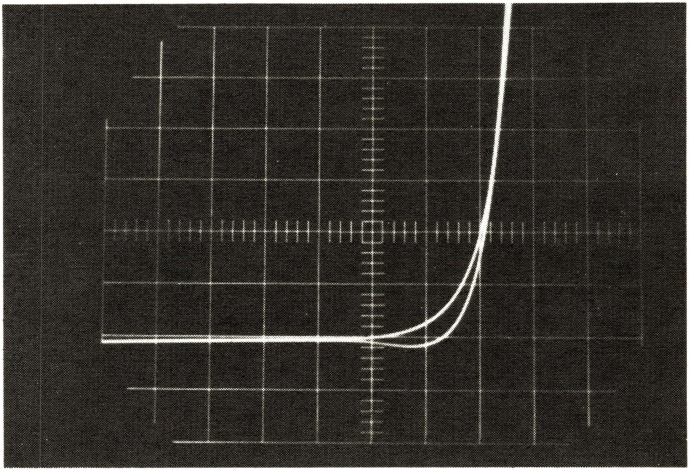


Fig. 4

L'utilisation d'un générateur BF, à la place du transformateur de la figure 1, permet de travailler à des fréquences plus élevées. Mais on risque, alors, d'observer un dédoublement du tracé, à cause du déphasage introduit par les capacités parasites (fig. 4). Ce même déphasage, d'ailleurs, apparaît même à 50 Hz, avec les diodes de puissance, de capacité plus grande.

III — Caractéristique d'une diode zener

Le même montage de la figure 1, à condition que le transformateur ou le générateur délivre une tension de crête supérieure à la tension d'avalanche, permet d'afficher à la fois la caractéristique directe et la

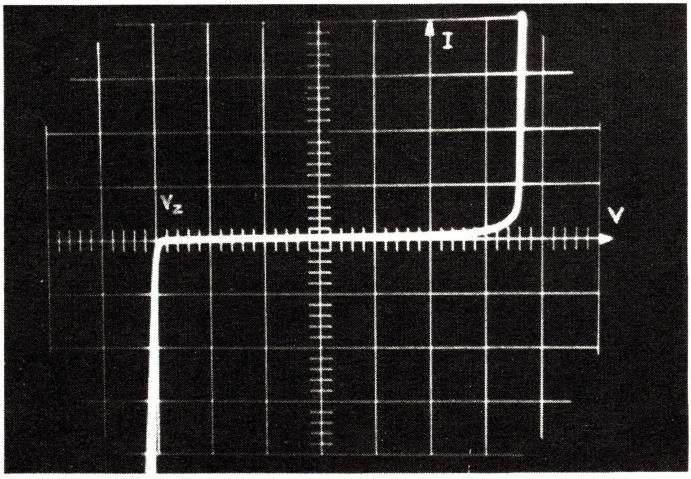


Fig. 5

caractéristique inverse d'une diode zéner, comme le montre l'oscillogramme de la figure 5.

Là encore, un étalonnage préalable des axes, et un repèrage du zéro, autorisent des mesures quantitatives, par exemple celle de la tension d'avalanche. On peut aussi, par cette méthode, comparer rapidement les branches inverses de plusieurs zéner, et choisir celle qui, présentant une résistance dynamique aussi faible que possible, assurera le meilleur coefficient de régulation (on sait que ce résultat est obtenu pour des tensions zéner de 6 à 7 V).

IV — Caractéristiques d'un transistor

La description complète d'un transistor, impose le tracé de plusieurs réseaux de caractéristiques, c'est-à-dire de plusieurs familles de courbes. Dans la pratique, l'un de ces réseaux se révèle le plus souvent utile : nous l'avons représenté dans la figure 6, pour le cas d'un transistor NPN, les conventions de signes étant repérées dans le cartouche. Chaque courbe y traduit, pour une valeur donnée et constante du courant de base I_b, les variations du courant de collecteur I_c, en fonction de la différence de potentiel V_{CE} entre émetteur et collecteur. Dans le cas d'un transistor PNP, les différents paramètres changent tous de signe.

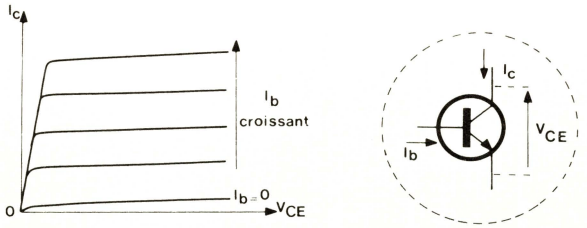


Fig. 6

Le montage de la figure 7 est un exemple pratique simple, utilisable pour le relevé, une par une, des caractéristiques d'un transistor NPN. Grâce à la diode D_1, seules les demi-alternances positives de la tension délivrée par le secondaire du transformateur TR, sont appliquées au collecteur T du transistor essayé. Une tension continue annexe E, positive, permet, à l'aide du commutateur K et d'un jeu de résistances R_1, R_2, R_3, etc., d'imposer différentes intensités au courant de base.

Si on néglige la faible chute de tension émetteur-base du transistor, vis-à-vis de E, le courant de base, dans le cas de la résistance R_1 par exemple, a pour intensité :

$$I_b = \frac{E}{R_1}$$

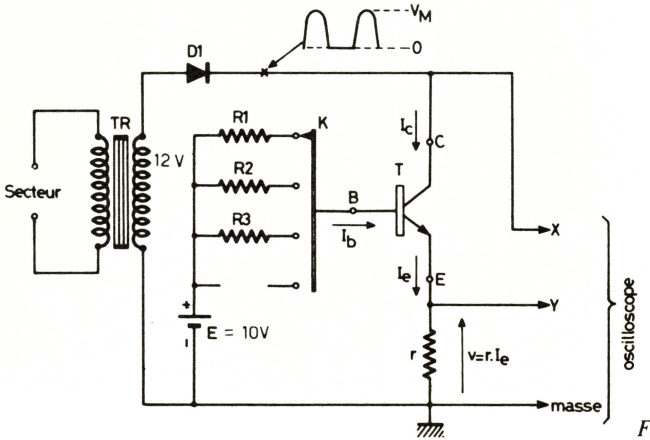


Fig. 7

Aux bornes de la très faible résistance d'émetteur r, on recueille une chute de tension :

$$v = r\,I_E$$

en appelant I_E l'intensité du courant d'émetteur, presque égale à celle du courant de collecteur I_c. Cette tension v commande les déviations verticales de l'oscilloscope. Horizontalement, les déviations sont commandées par la tension prise sur le collecteur de T, et qu'on peut assimiler à V_{CE}, si la résistance r est très faible.

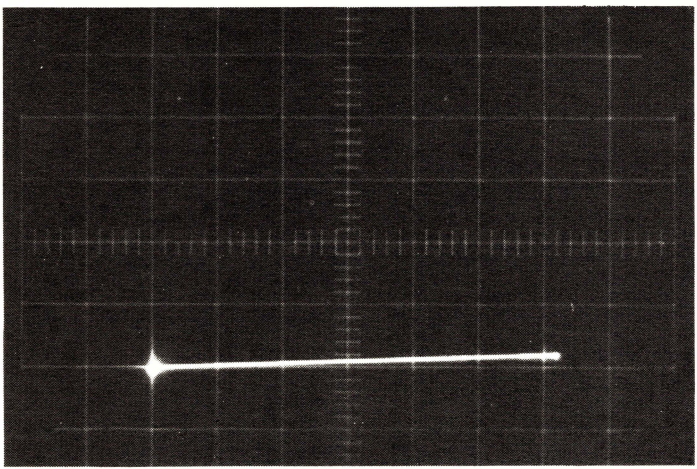


Fig. 8

A titre d'exemple, nous donnons quelques oscillogrammes relevés avec un dispositif comme celui de la figure 7. Les figures 8, 9 et 10, sont les caractéristiques d'un transistor BC 318, avec des courants de base respectivement nul (base en l'air), et égaux à 10 μA, puis 30 μA. Naturellement, l'exploitation de ces oscillogrammes, suppose l'étalonnage préalable des déviations, en tensions pour l'axe horizontal, et en courant pour l'axe vertical. Pour ce dernier cas, il suffit d'ailleurs de connaître à la fois la résistance r, et la sensibilité verticale de l'oscilloscope.

Le dispositif que nous venons de décrire, a fait l'objet d'une réalisation de l'auteur. Pour ceux des lecteurs que ce montage intéresse-

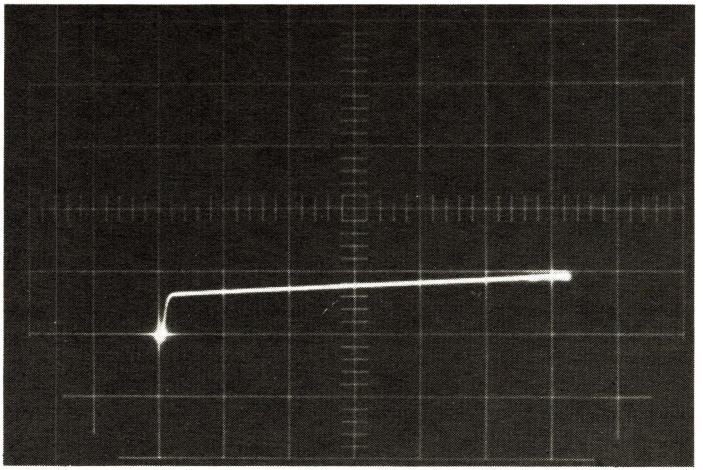


Fig. 9

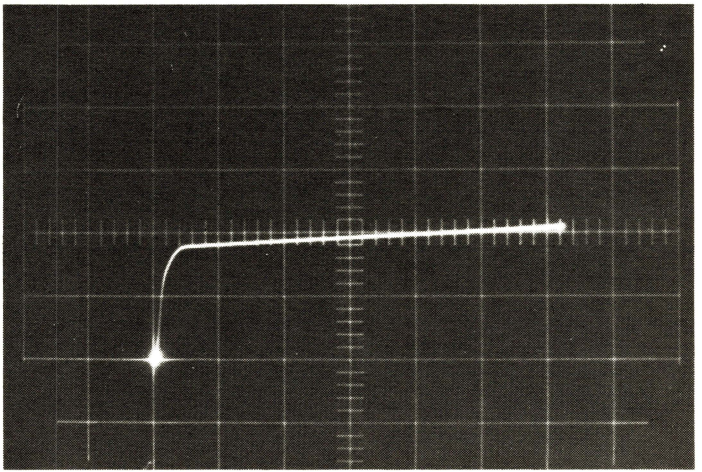


Fig. 10

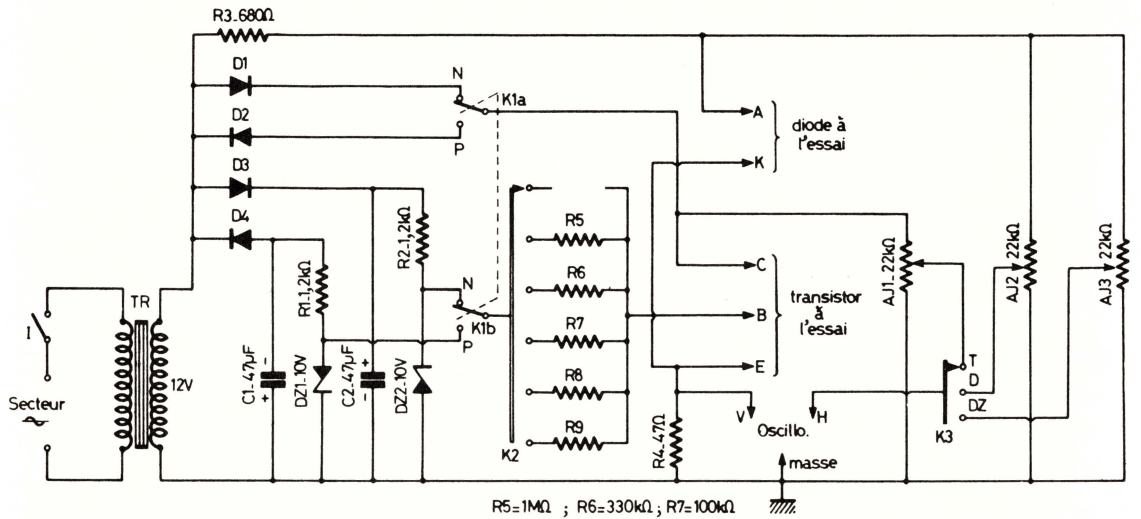

R3.680Ω
D1
D2
D3
D4
N
K1a
P
A
K
diode à l'essai
C
B
E
transistor à l'essai
R5
R6
R7
R8
R9
K2
R2.1,2kΩ
R1.1,2kΩ
N
K1b
P
TR
12V
I
Secteur
C1.47µF
DZ1.10V
C2.47µF
DZ2.10V
R4.47Ω
V
H
Oscillo.
masse
AJ1.22kΩ
AJ2.22kΩ
AJ3.22kΩ
T
D
DZ
K3
R5=1MΩ ; R6=330kΩ ; R7=100kΩ
R8=33kΩ ; R9=10kΩ

Fig. 11

rait, nous en reproduisons le schéma complet, à la figure 11. Le commutateur K_1, à deux sections, sélectionne les polarités NPN et PNP. K_3 permet d'essayer soit des transistors, soit des diodes, soit des diodes zéner. Dans chacun de ces modes, les résistances ajustables AJ_1, AJ_2 ou AJ_3, règlent la sensibilité horizontale, lors de la mise au point. Les différentes positions de K_2 donnent, pour les transistors, des courants de base de 0, 10 μA, 30 μA, 100 μA, 300 μA et 1 mA.

V — Affichage d'une famille de caractéristiques

La méthode précédemment décrite ne permet d'examiner qu'une à une les différentes caractéristiques d'un transistor, en choisissant, pour chacune d'entre elles, l'intensité du courant de base. L'affichage simultané de toute une famille, implique l'exploration successive de chaque caractéristique, obtenue par la variation, périodiquement répétée, de plusieurs intensités du courant de base.

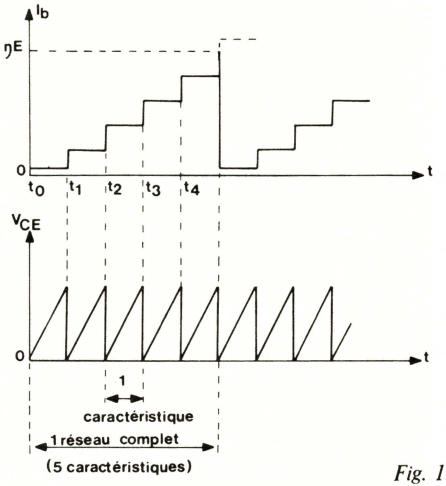


Fig. 12

La figure 12 permet de comprendre le principe de la méthode utilisée. On donne, aux intensités de base, des valeurs régulièrement croissantes, selon une progression en escalier (courbe supérieure de la figure). A chaque valeur de I_b, doit donc correspondre le balayage d'une

caractéristique. Ainsi, pendant la durée de chaque marche, donc pendant les intervalles successifs tels que t_0t_1, t_1t_2, etc., la différence de potentiel V_{CE} entre le collecteur et l'émetteur du transistor testé, doit varier de zéro au maximum qu'on s'est fixé. La forme de cette variation, en fonction du temps, importe peu. Si, à la figure 12, nous avons représenté des dents de scie, c'est qu'il existe un montage simple capable de délivrer, en synchronisme, les deux formes de signaux souhaitées.

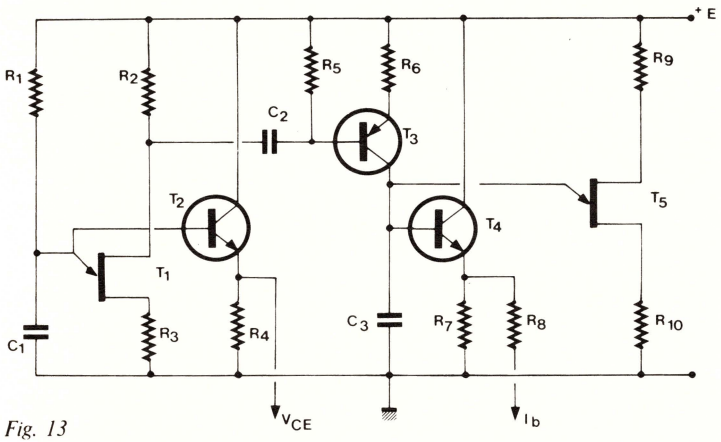


Fig. 13

Simplifié à l'extrême, ce montage est celui de la figure 13, utilisable seulement pour des transistors de type NPN (potentiel de collecteur positif par rapport à celui de l'émetteur, courant entrant par la base). Le premier transistor T_1, unijonction associé à la résistance R_1 et au condensateur C_1, délivre des dents de scie sur son émetteur : on les utilisera comme tensions V_{CE} du transistor testé, en interposant toutefois un transistor T_2 monté en collecteur commun, afin de pouvoir disposer d'intensités suffisantes. A chaque retour de la dent de scie fabriquée par T_1, une courte impulsion négative est disponible sur R_2 ; à travers C_2, on la transmet à la base du PNP T_3, normalement bloqué par la résistance R_5. Ces impulsions de tension donnent, au collecteur de T_3, des impulsions de courant dont on peut régler l'amplitude par le choix de R_6, et dont chacune apporte une petite quantité d'électricité

au condensateur C_3. Aux bornes de ce dernier, la tension augmente donc en escalier, comme il était indiqué à la figure 12.

Cette croissance se poursuit jusqu'à ce que soit atteinte, aux bornes de C_3, la tension η E, en appelant E la tension d'alimentation du montage, et η le rapport intrinsèque du transistor unijonction T_5. Alors, C_3 se décharge, et un nouveau cycle recommence. Le nombre de paliers, donc celui des caractéristiques du réseau, dépend de la capacité de C_3, et du courant fixé par R_6. Nous en avons représenté cinq dans la figure 12 ; il y en avait six dans le cas du montage qui nous a permis de relever l'oscillogramme de la figure 14.

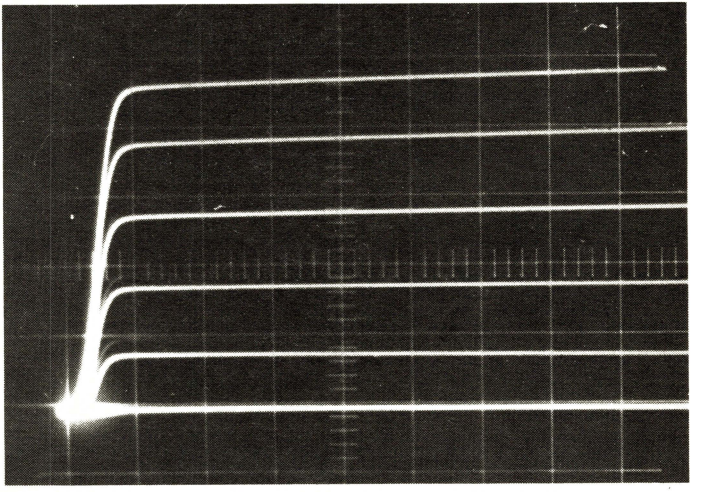


Fig. 14

Naturellement, l'émetteur du transistor testé sera ramené à la masse à travers une faible résistance r (voir fig. 7), afin de disposer du signal commandant les déviations verticales de l'oscilloscope, et proportionnel au courant d'émetteur et de collecteur.

CHAPITRE VIII

Examen des réponses en fréquence

La courbe de réponse d'un dispositif électronique, qu'il soit passif (circuits résonants, filtres, etc.) ou actif (amplificateurs), traduit les variations du gain de ce dispositif, en fonction de la fréquence des tensions sinusoïdales appliquées sur son entrée.

On peut relever, point par point, une telle courbe : il suffit, pour chaque fréquence du générateur de commande, de mesurer la tension de sortie, à l'aide d'un voltmètre. Cette méthode, lente et fastidieuse, présente aussi l'inconvénient de ne pas faira apparaître, d'emblée, la totalité de la courbe. Elle se prête donc mal à l'étude de l'influence des divers réglages effectués sur le circuit, en vue de modeler sa réponse.

La visualisation, sur l'écran d'un oscilloscope, de la courbe obtenue par balayage en fréquence, apporte à ce problème une solution élégante. Elle s'applique, depuis longtemps, au domaine des fréquences radio (étages d'entrée d'un récepteur) ou aux fréquences dites intermédiaires (amplificateurs à moyenne fréquence des récepteurs radio ou des téléviseurs). Le progrès des générateurs de fonctions, permet d'étendre commodément cette technique aux basses et très basses fréquences : nous commencerons par ce domaine.

II — La représentation des courbes de réponse

En fonction de la largeur relative de la bande, comparativement à la fréquence centrale, on adopte deux types d'échelles pour les abscisses : les unes sont logarithmiques, et nous en avons déjà donné un

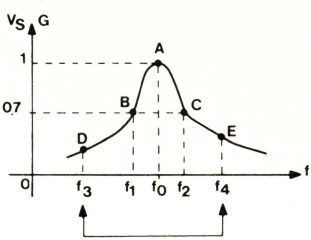


Fig. 1

exemple à la figure 7 du chapitre IV. Les autres sont linéaires, comme dans le cas de la figure 1, relative à un circuit résonnant LC. On sait que la fréquence d'accord f_o, est donnée par la relation :

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Les ordonnées représentent, en unités arbitraires, soit les variations du gain G, soit celles de la tension de sortie V_s pour une tension d'entrée constante. De part et d'autre du maximum, obtenu au point A pour la fréquence de résonance f_o, la courbe décroît rapidement. Nous avons noté B et C, pour les fréquences f_1 et f_2 respectivement, les points correspondant aux limites de la bande passante à 3 dB. Dans la pratique, il suffit de relever la courbe entre les points D et E approximativement, c'est-à-dire entre les fréquences f_3 et f_4.

Un exemple numérique nous permettra de préciser les choses. Supposons un circuit résonant à la fréquence f_o = 1 000 Hz, et dont le coefficient de surtension soit Q = 100. La largeur de bande à 3 dB est alors :

$$f_2 - f_1 = \frac{f_o}{Q} = \frac{1\,000}{100} = 10 \text{ Hz}$$

On voit donc qu'on aura une représentation très suffisante de la courbe de réponse, en limitant le balayage entre les fréquences f_3 = 900 Hz et f_4 = 1 100 Hz. Il est alors commode d'adopter, sur l'axe horizontal, une graduation linéaire.

Par contre, si le dispositif testé est un amplificateur BF de sonorisation, une telle disposition conduit à une courbe difficilement lisible. Dans ce cas, une échelle logarithmique permet d'étaler les fréquences basses, et au contraire de resserrer le domaine des fréquences supérieures de la bande.

II — Principe de l'affichage oscilloscopique des courbes de réponse

On utilise un générateur délivrant une tension de sortie sinusoïdale, d'amplitude constante, mais dont la fréquence varie dans le temps, proportionnellement à un signal de commande qui peut être appliqué sur une entrée spéciale de l'appareil, ou directement élaboré dans celui-ci.

Les figures 2 et 3 représentent de tels signaux. Les deux clichés ont été pris en balayant normalement un oscilloscope bicourbe à l'aide de sa base de temps interne : l'échelle horizontale des temps, est donc linéaire. Dans les deux cas, l'oscillogramme supérieur montre le signal qui commande les variations de fréquence.

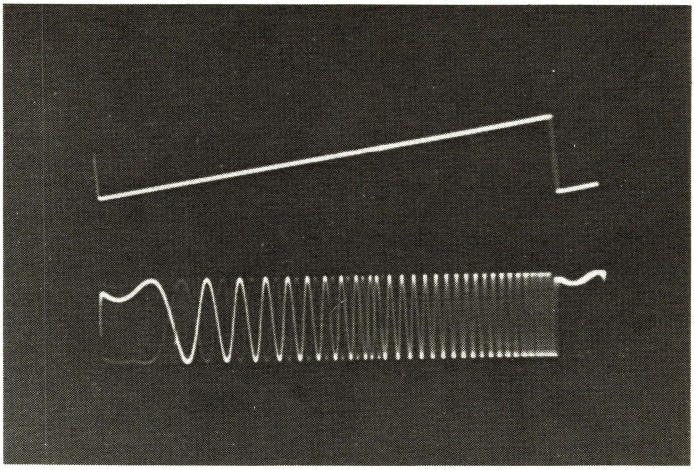


Fig. 2

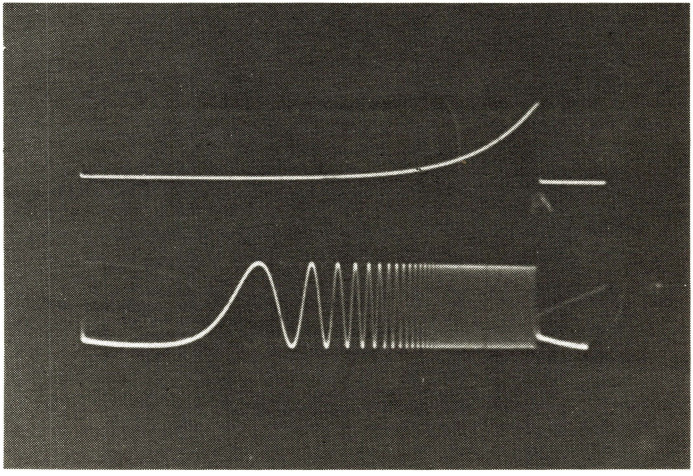


Fig. 3

Sur la figure 2, la rampe de commande croissant linéairement, il en va de même de la fréquence des sinusoïdes. Au contraire, avec la rampe exponentielle de la figure 3, on obtient une croissance exponentielle de la fréquence du signal.

Ces deux oscillogrammes nous permettent d'attirer l'attention sur un point extrêmement important, fondamentalement lié au principe de la fabrication de signaux à fréquence variable avec le temps. Si la vitesse de variation reste faible, comparativement à la période de la sinusoïde, la fréquence peut être considérée comme constante tout au long d'une même période. Au contraire, si cette variation devient rapide, la fréquence varie pendant la durée d'une période : le signal de sortie, alors, ne peut plus être assimilé à une tension sinusoïdale. La distorsion qui en résulte apparaît très clairement sur les deux ou trois premières périodes des figures 2 et 3.

Dans la pratique, il ne faudrait donc jamais choisir les vitesses de balayage que nous avons sélectionnées dans ces deux exemples, à des fins didactiques, mais au contraire, faire croître beaucoup plus lentement les rampes de commande.

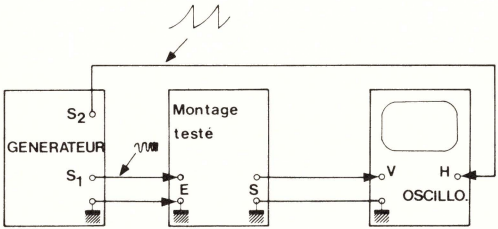


Fig. 4

Ces réserves admises, la figure 4 montre le schéma du branchement retenu pour l'affichage, sur un oscilloscope, des courbes de réponse d'un circuit assimilable à un quadripôle, c'est-à-dire possédant deux bornes d'entrée, et deux bornes de sortie.

Sur sa sortie S_1, le générateur délivre les signaux sinusoïdaux à fréquence variable, appliqués à l'entrée E du montage étudié. Les tensions recueillies à la sortie S de ce même montage, commandent les déviations verticales de l'oscilloscope. La sortie S_2 du générateur, délivre la tension en forme de rampe (linéaire ou logarithmique) qui pilote les variations de fréquence : on l'utilise pour commander les déviations horizontales de l'oscilloscope.

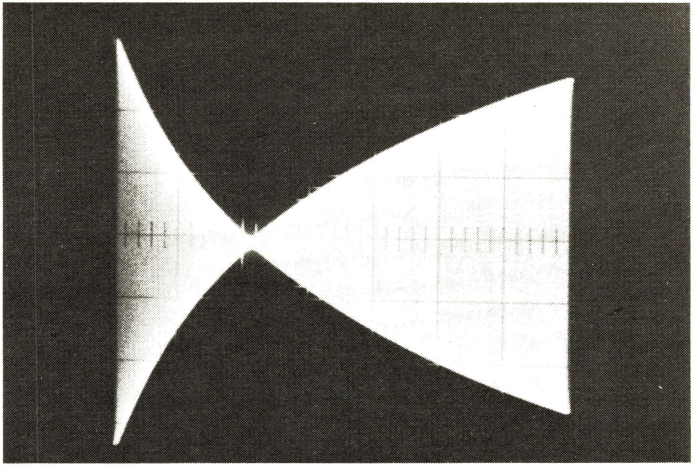


Fig. 5

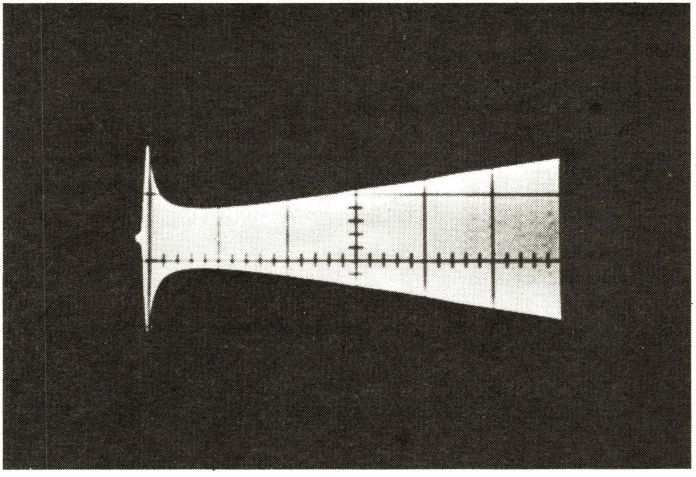


Fig. 6

III — Quelques exemples pratiques

Par la méthode précédemment indiquée, nous avons relevé les oscillogrammes des figures 5 et 6. Dans ces deux cas, le balayage adopté était linéaire en fréquence.

La courbe de la figure 5, donne la réponse du circuit en T ponté de la figure 7. On sait qu'un tel circuit se caractérise par une transmission théoriquement nulle, à la fréquence :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

De part et d'autre de f_0, le « gain » (il s'agit en fait d'une atténuation) remonte rapidement jusqu'à 1, sous réserve que l'impédance de charge connectée en sortie puisse être considérée comme infinie vis-à-vis de celles qui entrent dans la constitution du T.

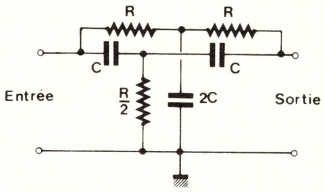


Fig. 7

En fait, la courbe de réponse proprement dite, n'est formée que de l'enveloppe supérieure de la plage blanche apparaissant sur l'écran de l'oscilloscope. En effet, l'amplificateur « vertical » de ce dernier reçoit, à chaque instant, une tension sinusoïdale proportionnelle au gain du filtre pour la fréquence correspondante. Verticalement, le spot est donc animé d'un mouvement sinusoïdal, dont l'amplitude est proportionnelle à celle de la tension de sortie, donc au gain.

L'exemple de la figure 6 illustre la courbe de réponse du préamplificateur d'une chaîne de sonorisation, englobant les commandes de tonalité. Ces dernières sont réglées pour l'obtention du maximum de graves et d'aiguës. Le creux, dans la courbe, correspond donc aux fréquences moyennes, entre 500 Hz et 2 000 Hz environ. On constate à l'évidence que le balayage retenu, linéaire en fréquences, n'est pas adapté à cet exemple. Le balayage logarithmique, conforme aux représentations habituelles, donne une courbe plus facilement exploitable.

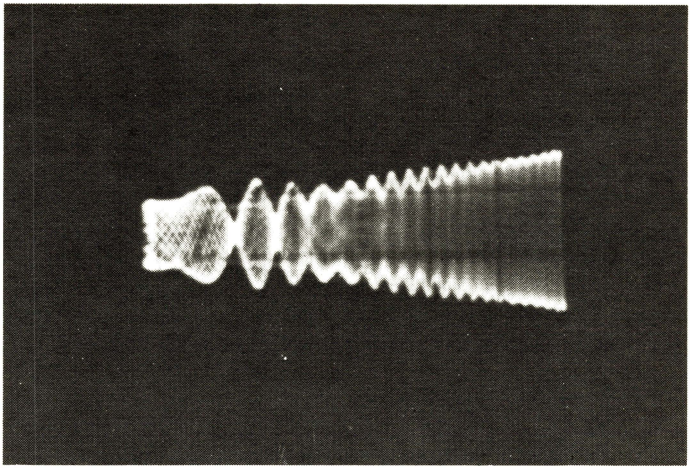


Fig. 8

La figure 8, enfin, correspond à un test effectué avec balayage en fréquence. Elle illustre les résultats complètement faussés, qu'entraîne le choix d'une vitesse de balayage trop élevée.

IV — Le cas des dipôles

Tous les circuits testés, ne se présentent pas sous la forme d'un quadripôle. Comme exemple de circuit à configuration dipolaire, on peut retenir le circuit oscillant de la figure 9. Si on appliquait, entre les points

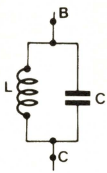


Fig. 9

B et C, la tension délivrée par le générateur (supposé offrir une résistance de sortie négligeable), on retrouverait évidemment cette même tension, indépendante de la fréquence, sur l'entrée verticale de l'oscilloscope.

L'artifice consiste à alimenter le circuit oscillant à travers une forte impédance, en l'occurence une résistance R (fig. 10). L'ensemble se comporte alors comme un diviseur de tension, dans lequel seule l'impédance de la branche BC, varie avec la fréquence. Si, pour une fréquence

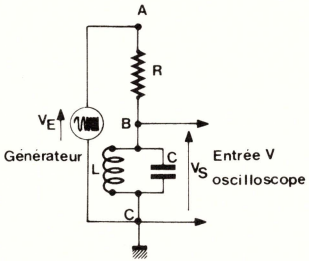


Fig. 10

donnée, Z est l'impédance du circuit oscillant, la tension de sortie V_s est liée à la tension d'entrée V_e par la relation :

$$V_s = \frac{Z}{R + Z} V_e$$

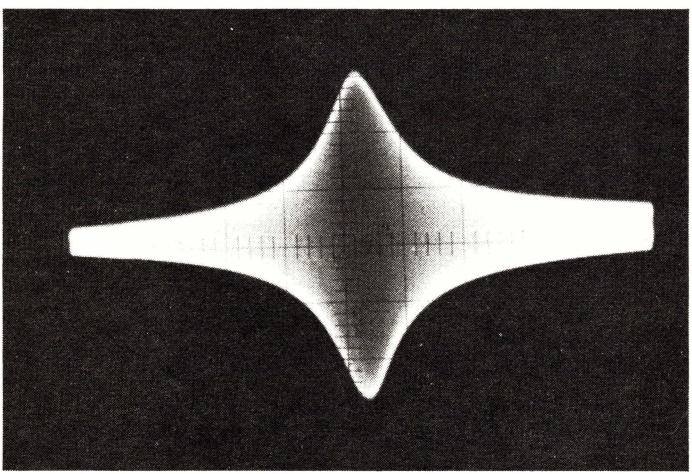


Fig. 11

Avec le dispositif de la figure 10, nous avons relevé l'oscillogramme de la figure 11. Le circuit testé était un filtre LC utilisé en radiocommande, et calé sur 1 000 Hz.

V — Le repérage des fréquences

Les oscillogrammes que nous avons donnés jusqu'à présent, resteraient de peu d'utilité, s'il n'était possible de graduer en fréquences l'axe horizontal de l'oscilloscope. Deux méthodes permettent d'accéder à ce perfectionnement.

La première, s'appliquant sans exception à tous les générateurs modulables en fréquence, suppose un étalonnage préalable. Ces générateurs possèdent toujours une entrée externe, sur laquelle on peut appliquer la tension, continue ou variable, qui détermine la fréquence d'oscillation. Il est donc possible de brancher sur cette entrée des tensions continues, et d'établir une correspondance entre celles-ci, et la fréquence de sortie. Un étalonnage du même type sera nécessaire pour

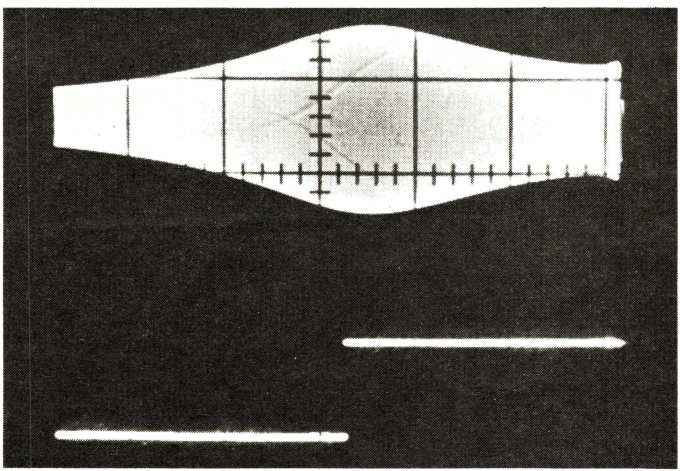


Fig. 12

l'entrée « horizontale » de l'oscilloscope si cette dernière, comme c'est le cas le plus fréquent, n'est pas calibrée.

La deuxième méthode, plus luxueuse, constitue l'idéal : elle repose sur l'utilisation d'un générateur équipé d'un marqueur. L'oscillo-

gramme de la figure 12 illustre l'application pratique du procédé, utilisé ici pour l'observation, en balayage linéaire, de la courbe de réponse d'une chaîne basse fréquence. Les graves et les aigües ayant été réduites, le maximum de réponse se situe dans le médium. En déplaçant le créneau de marquage, visible à la partie inférieure de la photographie, on peut l'amener à coïncider avec tel ou tel point dont on souhaite connaître la fréquence : c'est le cas, dans l'exemple illustré, du maximum de gain. Il suffit alors de lire, ou de mesurer, la fréquence du marqueur.

VI — Les courbes de réponse en HF

Le principe de leur relevé, ne diffère pas fondamentalement de celui qui s'appliquait aux exemples précédents. Par contre, la largeur utile de la bande passante, reste toujours faible vis-à-vis de la fréquence centrale.

Les générateurs utilisés pour ce type d'examen, portent le nom de « vobulateurs ». Ce sont des générateurs HF, dont la fréquence moyenne d'oscillation peut être réglée entre quelques centaines de kilohertz (examen des amplificateurs à fréquence intermédiaire dans les récepteurs radio à modulation d'amplitude), et plusieurs centaines de

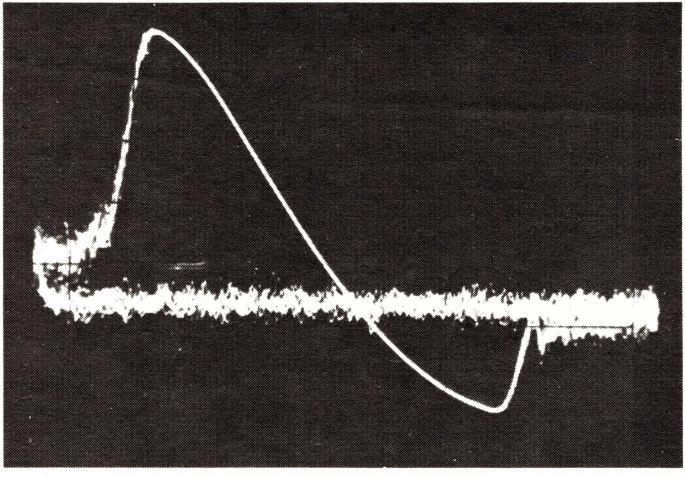


Fig. 13

mégahertz (étude des circuits d'entrée des récepteurs de télévision). Autour de cette fréquence moyenne, le générateur balaie périodiquement une bande dont la largeur est le plus souvent réglable. En général, le balayage, commandé par le secteur, s'effectue à 50 Hz.

Les vobulateurs ne seraient d'aucune utilité, s'ils n'incorporaient un marqueur, destiné à repérer les fréquences sur la courbe de réponse affichée à l'oscilloscope. Ils comportent donc un deuxième générateur, délivrant un signal repère de fréquence, ajustable, pour lequel un « pip » se superpose à la courbe de réponse.

Sans vouloir pénétrer trop avant dans l'étude des vobulateurs, qui mériteraient un développement spécial, nous nous contenterons de donner un oscillogramme illustrant les résultats obtenus. Il s'agit de celui de la figure 13, caractérisant le détecteur de rapport d'un récepteur à modulation de fréquence. La dissymétrie de la courbe est liée à un mauvais réglage du dispositif testé. Quant aux ondulations de la trace de retour (ligne horizontale), leur structure aléatoire montre clairement qu'elles résultent du bruit de fond.

CHAPITRE IX

L'oscilloscope et l'automobile

Le degré de perfectionnement auquel sont maintenant parvenus les circuits d'allumage des moteurs à explosion, de même que les exigences sur la qualité de leur fonctionnement, ne permettent plus les réglages approximatifs autrefois pratiqués. Tous les garages s'équipent de bancs de mise au point, dont la partie principale s'articule autour d'un oscilloscope.

Mais l'amateur électronicien sait-il que son propre appareil, à la seule condition qu'il soit équipé d'une base de temps déclenchée, lui permet de contrôler et de régler les circuits de sa voiture ? Nous espérons le lui prouver, grâce aux quelques exemples sélectionnés ci-dessous.

I — Etude de l'allumage par bobine

Lorsque, à la fin du temps de compression, le piston arrive au sommet de sa course, comprimant dans le cylindre un mélange d'air et d'essence, il convient de faire jaillir une étincelle entre les électrodes de la bougie, pour provoquer l'inflammation de ce mélange. Réduit à sa plus simple expression, le dispositif utilisé à cette fin, peut être représenté par le schéma de la figure 1.

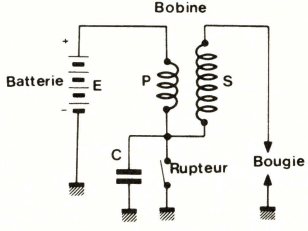


Fig. 1

La bobine, assimilable à un transformateur, comprend un enroulement primaire P, formé d'un petit nombre de spires de fil de cuivre de forte section, et un enroulement secondaire S, qui comporte un grand nombre de spires de fil à faible section. Relié d'un côté au pôle

positif de la batterie, le primaire a son autre extrémité branchée sur l'un des contacts du rupteur, dont le deuxième contact est relié à la masse. Un condensateur d'allumage, dont nous préciserons plus loin le rôle, est monté en parallèle sur le rupteur.

Pour des raisons de commodité de fabrication, la bobine travaille en autotransformateur : enroulements primaire et secondaire possèdent une extrémité commune. La deuxième extrémité du secondaire aboutit à l'une des électrodes de la bougie, dont l'autre électrode fait contact avec la masse.

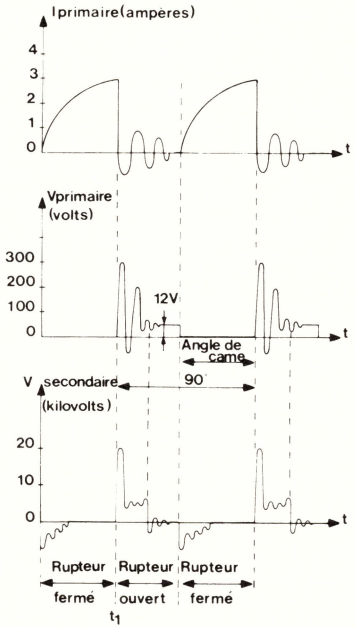


Fig. 2

Lorsque le contact du rupteur se ferme, le courant primaire ne s'établit que progressivement, avec un délai de 10 à 15 millisecondes dû à la force contre électromotrice induite dans la bobine. Le courant de repos qui circule finalement, atteint une intensité de quelques ampères, déterminée par la résistance ohmique du primaire.

A l'instant où le rupteur s'ouvre, le courant primaire disparaît, et la variation d'induction magnétique qui en résulte, crée des tensions à la fois au primaire et au secondaire. Ces tensions, proportionnelles à la vitesse de variation $d\varphi/dt$ du flux, sont d'autant plus élevées que la disparition du courant se fait plus rapidement : ici intervient le condensateur, dont le rôle est d'empêcher l'apparition, entre les contacts du rupteur, d'un arc qui prolongerait ce courant (et, en même temps, volatiliserait très vite les vis platinées).

La figure 2 montre la correspondance, dans le temps, entre le courant et la tension primaires d'une part, et la tension secondaire d'autre part. Cette dernière, considérée ici dans le cas où jaillit une étincelle, serait différente pour un circuit à vide, par exemple avec une bougie débranchée.

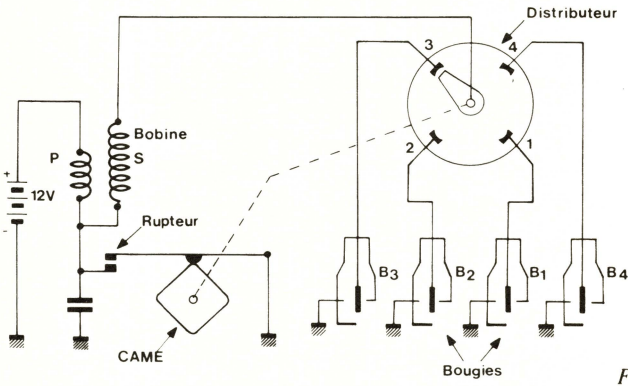


Fig. 3

Pour un moteur à plusieurs cylindres, le principe de fonctionnement reste le même, mais le dispositif pratique se complique quelque peu. En effet, il convient que chaque bougie reçoive la haute tension du secondaire de la bobine, au moment où le cylindre qu'elle commande parvient en fin du cycle de compression. On fait alors appel à un distributeur, comme il est indiqué dans la figure 3 pour un moteur à quatre cylindres. Commandée par l'arbre moteur grâce à un train d'engrenages, la came du rupteur, qui comporte quatre bossages, est solidaire du doigt du distributeur. Il y a, ainsi, coïncidence entre chaque surtension au secondaire de la bobine, et le passage du doigt de distribution devant le plot raccordé à la bougie destinataire.

II — Interprétation des diagrammes d'allumage

Il est intéressant de revenir plus en détail sur les diagrammes de la figure 2, afin de bien comprendre les phénomènes intervenant aux différentes étapes du processus d'allumage. Pour cela, nous partirons d'un instant t_1, coïncidant avec une ouverture du rupteur.

Supposons, d'abord, qu'il n'y ait pas d'étincelle au secondaire, ce qu'on obtiendrait en débranchant le fil de bougie, et en isolant son extrémité. A partir de l'instant t_1, le circuit primaire, refermé à travers le condensateur C, forme un circuit oscillant série, amorti par la résistance du primaire de la bobine : son schéma équivalent est celui de la figure 4.

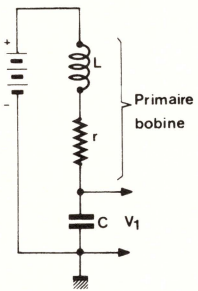


Fig. 4

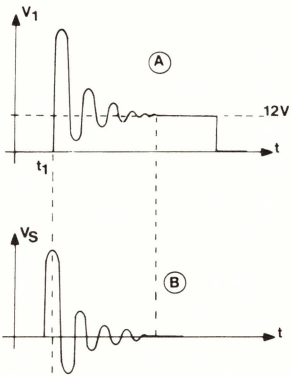


Fig. 5

L'énergie maximale étant alors accumulée dans la bobine, le circuit devient le siège d'oscillations amorties. La tension v_1 aux bornes du condensateur, varie comme le montre la courbe A de la figure 5. La tension de repos, après arrêt complet des oscillations, est évidemment celle de la batterie, soit 12 V (6 V sur certains véhicules). Au secondaire, qui ne comporte aucune source continue, on retrouve des oscillations de même forme et de même période, mais centrées sur zéro (fig. 5, courbe B).

En fonctionnement normal, la présence de l'étincelle entre les électrodes de la bougie, perturbe sensiblement ce processus (fig. 6). D'abord, donc à la première oscillation provoquée par l'ouverture du rupteur (le circuit secondaire étant alors ouvert puisqu'il n'y a pas d'étincelle), la tension secondaire croît très fortement, jusqu'à entraîner

l'ionisation du mélange air-essence, qui déclenche l'étincelle : ceci se produit vers 15 kV, avant le maximum qu'on observerait à vide, et voisin de 20 kV (voir figure 2). A partir de cet instant t_2, l'intensité consommée dans le secondaire refermé par la bougie, entraîne une chute brutale de la tension, qui oscille autour de 1 000 V environ.

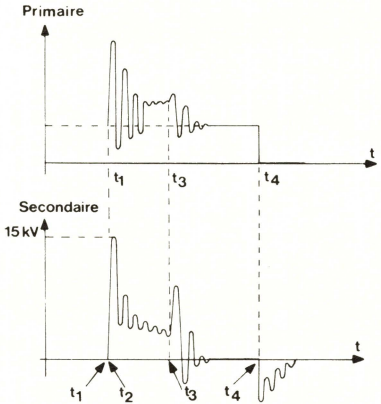


Fig. 6

Le phénomène se poursuit tant que l'énergie emmagasinée dans la bobine suffit au maintien de l'étincelle, c'est-à-dire jusqu'à l'instant t_3. Il faut remarquer que, pendant l'intervalle t_2-t_3, l'impédance ramenée au primaire par le secondaire fortement chargé, modifie la self L du schéma équivalent de la figure 4. Le régime des oscillations primaires est donc différent de celui de la figure 5 et, notamment, la période des oscillations amorties se trouve allongée.

A partir de l'instant t_3, l'étincelle disparaît. On se retrouve alors dans le cas primitif des oscillations avec secondaire ouvert, et un nouveau régime d'amortissement prend place, jusqu'à l'instant t_4.

Cette dernière date est celle de la fermeture du rupteur, pour laquelle la tension primaire s'annule évidemment. Elle déclenche, au secondaire, un nouveau train d'ondes amorties.

III — Examen oscilloscopique de l'allumage

Nous commencerons par donner quelques exemples des oscillogrammes qu'on doit trouver sur un circuit d'allumage en bon état, et convenablement réglé.

Pour observer les tensions au primaire, il suffit de brancher la sonde entre la masse et le pôle positif du condensateur d'allumage, en utilisant la synchronisation interne de l'oscilloscope. Le moteur (nous supposerons, comme c'est le cas de tous nos exemples, qu'il s'agit d'un quatre cylindres) tournant à son régime de ralenti, les observations dépendront de la vitesse de balayage choisie pour la base de temps.

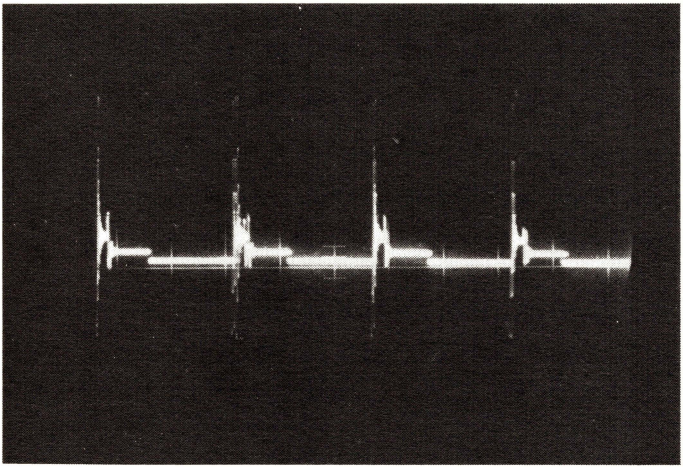


Fig. 7

Un balayage suffisamment lent, fait apparaître la succession des allumages sur les quatre cylindres (fig. 7). Il est, pour discerner les pointes de surtension, nécessaire d'augmenter fortement la luminosité : ceci explique l'épaississement des tracés horizontaux. Les lancées positives, pour un circuit en bon état, doivent se trouver toutes au même niveau, voisin de 200 V avec une batterie de 12 V.

Une augmentation de la vitesse de balayage, conduit à l'oscillogramme de la figure 8. En fait, celui-ci résulte de la superposition de quatre diagrammes identiques, obtenus pour les quatre bossages de la came du rupteur, et correspondant chacun à l'un des cylindres. On y distingue facilement les deux régimes d'oscillations, pendant et après l'étincelle, puis l'instant de fermeture du rupteur, qui ramène la tension de 12 V à zéro.

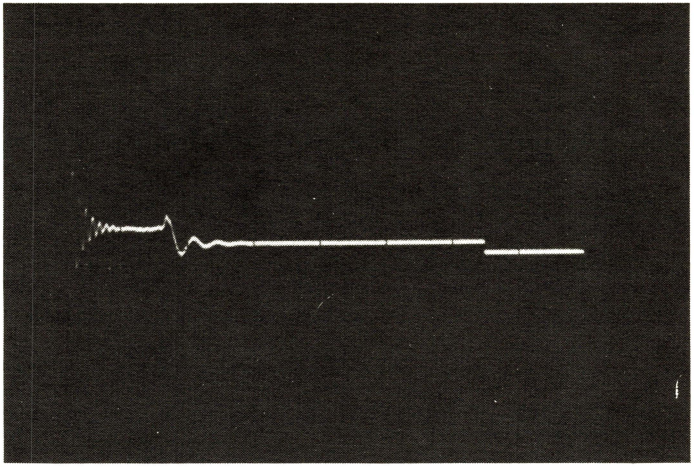


Fig. 8

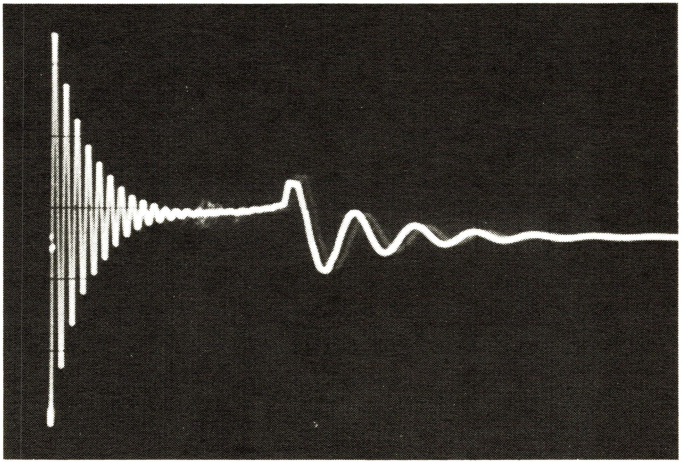


Fig. 9

Enfin, une nouvelle augmentation de la vitesse de balayage conduit à l'oscillogramme de la figure 9, dans lequel l'étalement sur l'axe horizontal, permet de discerner clairement les régimes successifs l'oscillation : la fréquence est sensiblement plus élevée pendant le passage de l'étincelle, que lors de l'ouverture du circuit secondaire.

Les oscillogrammes relevés au secondaire, appellent une remarque que nous avons jusqu'à maintenant passée sous silence : pour faciliter l'émission des électrons, donc l'ionisation du mélange et le passage de l'étincelle, on branche la bobine de telle façon que l'électrode centrale de la bougie, soit négative par rapport à l'électrode de masse. La masse de l'oscilloscope restant toujours connectée à celle du circuit d'allumage, les polarités des signaux observés sur l'écran, se trouvent inversées par rapport à celles des dessins des figures 2, 5 et 6, comme le montre l'oscillogramme de la figure 10. On reconnaîtra aisément, sur

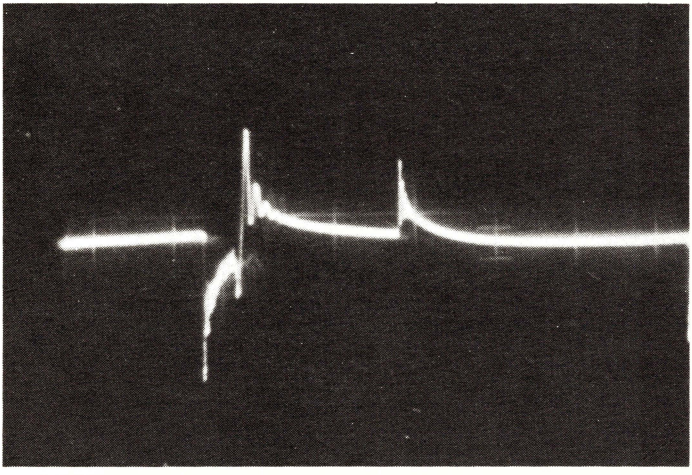


Fig. 10

cette figure, les différents stades du processus d'allumage, par comparaison avec les figures 2 et 6. Seule, l'aiguille d'ionisation, précédant le déclenchement de l'étincelle, est partiellement masquée : en effet, sa durée très brève la rend peu lumineuse sur l'écran, et nous n'avons pas voulu augmenter la luminosité, pour éviter d'empâter le reste du cliché.

Le problème pratique qui se pose, est celui de la captation du signal secondaire. En effet, il ne saurait être question de brancher directement la sonde sur le secondaire de la bobine ou sur une bougie, ne serait-ce que parce que l'impédance trop faible de l'oscilloscope (et notamment sa composante capacitive) perturberait profondément le circuit d'allumage, arrêtant même le moteur par suppression des étincelles.

La liaison la plus simple, et en même temps la plus efficace de toutes celles que nous avons expérimentées, est purement capacitive. Elle consiste tout simplement à serrer le câble secondaire dans une pince crocodile, sur laquelle on raccorde l'oscilloscope.

IV — Les mesures de temps. L'angle de came

Sur un oscilloscope à base de temps déclenchée, il est facile de mesurer la durée de chaque phase du cycle d'allumage. L'une des plus importantes, parmi ces durées, est celle de l'étincelle. Au ralenti, c'est-à-dire vers 800 tours par minute, on devra observer une étincelle d'environ 1,5 ms. Lorsque le régime augmente, il est normal de constater une diminution sensible de ce temps, due à la turbulence du mélange air-essence dans la chambre de combustion, et à la diminution d'énergie emmagasinée dans la bobine. Vers 5 000 tours par minute, l'étincelle s'interrompt après 0,5 ms environ.

L'angle de came est une caractéristique importante du dispositif d'allumage, et doit être réglé à 1 ou 2 degrés près, en conformité avec les données du constructeur. Nous en avons rappelé la définition sur le graphique de la figure 2. Sur un moteur à quatre cylindres, l'angle qui sépare deux bossages successifs de la came du rupteur, vaut 90°. La plupart du temps, l'angle de came doit alors se situer vers 57°. Cet angle est facilement mesurable sur des oscillogrammes tels que celui de la figure 7.

V — Quelques anomalies de fonctionnement

Il n'est pas dans nos intentions de détailler systématiquement l'analyse de toutes les pannes d'allumage possibles : une étude aussi exhaustive, justifierait à elle seule un ouvrage complet. Nous avons donc, à titre d'exemples, sélectionné quelques unes des anomalies que l'usager rencontrera le plus fréquemment.

Le premier constat d'échec, est celui de l'absence d'étincelle, sur une ou plusieurs bougies. Au-delà de deux bougies d'ailleurs, le moteur refusera de tourner, et on ne pourra en conduire l'analyse qu'en l'entraînant par le démarreur. On observera alors, au primaire comme au secondaire, les tensions déjà représentées à la figure 5.

Malgré la présence d'étincelles, le circuit peut présenter des pertes en haute tension, résultant d'un mauvais isolement des fils de bougies, ou d'un dépôt conducteur sur les porcelaines, et sur la tête du delco. Une telle anomalie se révèle par l'absence d'oscillations après la fin de l'étincelle, comme le montre l'oscillogramme de la figure 11, relevé au primaire, et qu'on comparera à ceux des figures 8 et 9.

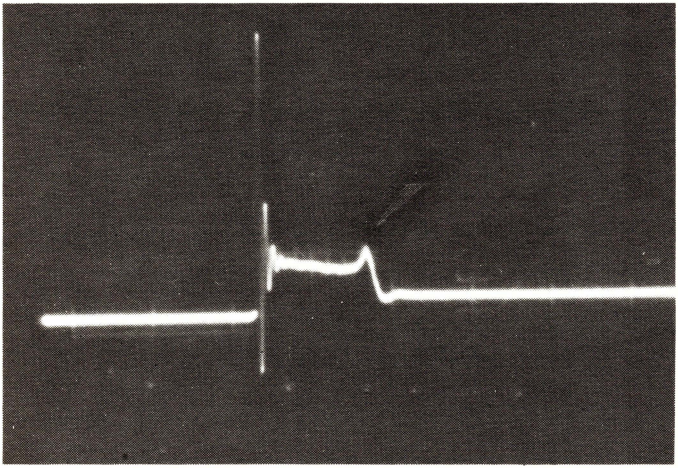


Fig. 11

Une étincelle hésitante et de courte durée, observée au secondaire (fig. 12), trahit une faiblesse de la bobine (par exemple des spires en court-circuit), ou la mise en série d'une résistance anormale. Au lieu d'une pointe d'ionisation franche, on constate plusieurs amorçages successifs de l'étincelle.

Si toutes les bougies ne sont pas réglées au même écartement, la durée des étincelles varie selon le cylindre considéré. Au primaire, les oscillogrammes ne se superposent alors plus, comme c'était le cas dans la figure 9, mais donnent les tracés distincts de la figure 13.

Une usure de la came du rupteur, intervenant inégalement sur les différents bossages, ou la présence d'un jeu dans cette même came, font varier l'angle d'ouverture quand on passe d'un cylindre à l'autre. Les instants de retour au zéro de la tension primaire ne se confondent plus.

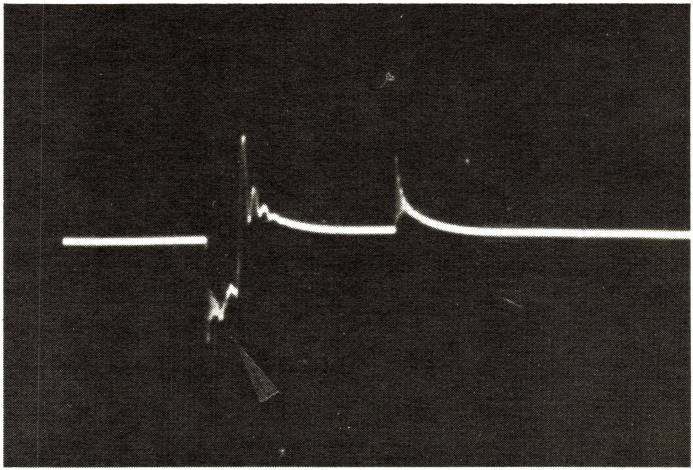


Fig. 12

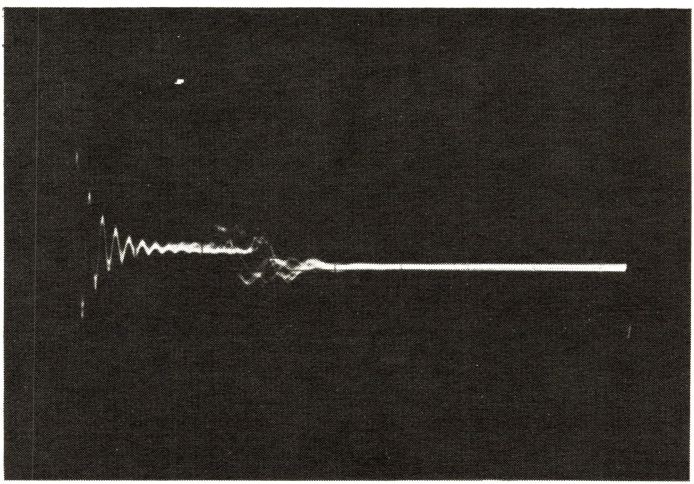


Fig. 13

CHAPITRE X

La photographie des oscillogrammes

L'examen oscilloscopique est sans doute la méthode la plus fertile dont dispose l'électronicien, pour la mise au point ou le contrôle de ses montages. Il est donc normal de songer à conserver les documents puissants que sont les oscillogrammes.

S'il existe des chambres photographiques spécialement prévues à cet effet, leur prix ne les met guère qu'à la portée des laboratoires professionnels. Par contre, n'importe quel appareil d'amateur, à la seule condition qu'il soit équipé pour la photographie rapprochée, peut donner d'excellents résultats.

I — Les particularités de la photographie oscilloscopique

Cette technique, finalement très simple, puisque les conditions de prises de vues restent sensiblement constantes, obéit toutefois à quelques impératifs qui la distinguent nettement de la photographie d'amateur, au sens usuel du terme.

D'abord, il s'agit toujours de photographie rapprochée ; tous les appareils ne s'y prêtant pas de la même façon, nous examinerons les diverses solutions applicables, en fonction de la chambre et des objectifs utilisés.

Le deuxième point important, concerne les durées d'exposition. Comme l'objet est ici un trait lumineux sur fond sombre, les cellules photo-électriques, couplées ou non à l'appareil, ne peuvent apporter aucune indication exploitable. D'autre part, il ne faut pas oublier que le tracé de l'oscillogramme, apparemment permanent aux yeux de l'observateur, résulte du déplacement continuellement répété du spot, simple point lumineux. Aux vitesses lentes de balayage, cette particularité conditionne le choix du temps de pose minimal, pour l'obtention d'un oscillogramme complet sur le cliché.

II — La mise au point à courte distance

Rappelons brièvement quelques lois de la formation d'une image à travers un objectif. Pour des raisons de simplification, nous assimilerons celui-ci à une lentille unique de faible épaisseur, alors qu'il s'agit en réalité de l'assemblage épais de plusieurs lentilles.

Dans la figure 1, la lentille L sépare l'espace en deux parties : devant elle, l'espace objet, où se trouve le sujet à photographier ; derrière, l'espace image, où on place le plan de la pellicule.

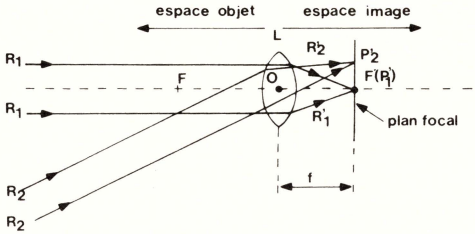


Fig. 1

Si l'objet est à l'infini (pratiquement, à une distance très grande), tous les rayons qui proviennent de chacun de ses points, sont parallèles entre eux. Dans la figure 1, c'est le cas des rayons R_1 d'une part, et des rayons R_2 d'autre part. Après traversée de la lentille, chaque famille de rayons (R'_1, R'_2) converge en des points (P'_1, P'_2) situés dans un même plan perpendiculaire à l'axe optique Ox. Le point P'_1, situé sur l'axe, s'appelle le foyer image, généralement baptisé F'. La distance du plan focal au plan moyen de la lentille, est la distance focale f. Par exemple, pour un appareil 24 × 36, l'objectif normal a une distance focale f = 50 mm. Pour que l'image soit nette, on placera alors le centre de l'objectif à 50 mm du plan du film.

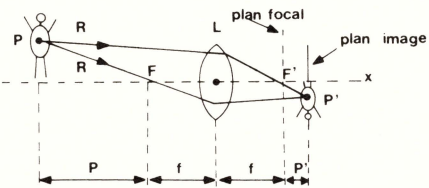


Fig. 2

Supposons maintenant que l'objet se rapproche de l'appareil, comme dans la figure 2. Les rayons R issus d'un point P de l'objet, et qui deviennent R' après traversée de la lentille, convergent au point image P'. Le plan image, où il faut placer le film, se trouve maintenant derrière le plan focal. En appelant F le foyer objet (symétrique de F'

par rapport au centre O), et avec les notations de la figure 2, les opticiens démontrent la relation :

$$pp' = f^2$$

Un exemple numérique nous aidera à mieux percevoir les ordres de grandeur. Plaçons l'objet à p = 1 m = 1 000 mm, avec un objectif de 50 mm de distance focale. La distance p' devient :

$$p' = \frac{f^2}{p} = \frac{2500}{1000} = 2{,}5 \text{ mm}$$

Pour que l'image soit nette, il faudra « faire la mise au point », c'est-à-dire avancer l'objectif de 2,5 mm par rapport à sa position repérée « infini ».

Le plus souvent, ce réglage s'effectue à l'aide d'une rampe hélicoïdale, commandée par la bague de mise au point. Pour des raisons technologiques, il est difficile d'accéder à d'importants déplacements, et la distance minimale p se situe généralement aux alentours de 50 cm. Pour des objets plus rapprochés, on fait appel à d'autres solutions, que nous examinerons maintenant.

III — Bagues allonge et bonnettes

Puisqu'on manque de « tirage » pour les prises de vues rapprochées, la première solution qui vient à l'esprit, consiste à intercaler un tube entre l'objectif et le boîtier. Ces bagues allonge ne peuvent naturellement s'utiliser que sur les appareils à objectif démontable, comme les réflex 24 × 36 par exemple. Les constructeurs prévoient souvent un jeu de trois bagues, grâce auxquelles on peut aller jusqu'au rapport 1 (les dimensions de l'image sont égales à celles de l'objet).

Les bonnettes apportent une solution au cas des appareils dont l'objectif ne peut s'enlever. Une bonnette est une lentille convergente qu'on place devant l'objectif : l'ensemble se comporte alors comme un nouvel objectif, de distance focale plus courte. Les rayons convergent davantage, ce qui réduit la distance du plan image au centre de l'objectif, et permet donc de rapprocher l'objet. On caractérise une bonnette par sa puissance D exprimée en dioptries, et qui n'est autre que l'inverse de sa distance focale propre. Dans le tableau ci-dessous, nous donnons, pour quelques bonnettes usuelles, les distances de mise au point auxquelles on peut accéder, en partant d'un objectif de 50 mm de focale, ne permettant normalement la mise au point qu'entre l'infini et 1 mètre.

Puissance D de la bonnette	+ 1	+ 2	+ 3	+ 4	+ 5
Distance minimale de mise au point (en cm)	50	35	25	20	17
Champ minimal couvert (en cm)	24 × 36	16 × 23	12 × 17	9 × 14	7,5 × 11,5

Nous y avons également précisé le champ couvert le plus petit, dans chaque cas. Il s'agit en effet de la donnée essentielle, à comparer aux dimensions de l'écran qu'on désire photographier, afin de choisir la bonnette convenable.

IV — Le contrôle de la mise au point

Ce problème ne se pose pas pour les heureux possesseurs d'un réflex, puisqu'il leur suffit d'examiner le verre dépoli. Nous n'étudierons donc que le cas de ceux qui utilisent un appareil à viseur de type Galilée.

Indiquons d'emblée qu'un tel viseur ne doit pas servir au cadrage des vues rapprochées, à cause de l'erreur de parallaxe : situé à côté de l'objectif, il ne peut regarder la même zone, et l'image serait coupée. Il n'existe pas quantité de solutions pratiques : pour résoudre simultanément et définitivement, les problèmes de cadrage et de mise au point, nous conseillons d'utiliser le dispositif décrit à la figure 3, et qui, outre sa simplicité, présent l'avantage de n'exiger aucune transformation sur l'oscilloscope.

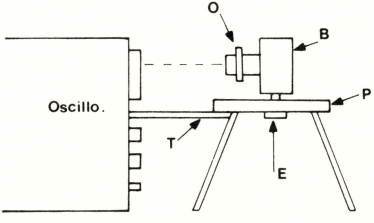


Fig. 3

Un petit support, facile à construire avec du contre-plaqué et quelques tasseaux, reçoit le boîtier B de l'appareil, qu'on immobilise à l'aide d'un écrou de pied E traversant la planchette P. La hauteur du support

sera ajustée de telle façon que l'axe optique de l'objectif, passe par le centre de l'écran (il est facile de régler, à l'œil, la position latérale). Pour conserver toujours la même distance de prise de vue, une tige T, solidaire du support, vient buter contre la façade de l'oscilloscope : reste à déterminer sa longueur, ce que nous allons voir maintenant.

Une méthode simple consiste à contrôler la mise au point, une fois pour toutes, sur un petit morceau de verre dépoli très fin (ou un calque de bonne qualité) qu'on placera provisoirement à la place du film, contre les rails du boîtier. Celui-ci restera naturellement ouvert, et on règlera la distance objectif-oscilloscope pour le maximum de netteté, sur un oscillogramme bien lumineux (opérer dans l'obscurité, ou en lumière ambiante très atténuée).

V — Le choix du temps de pose

La photographie d'oscillogrammes ne présente que des exigences modestes quant à la définition, compte tenu de l'épaisseur propre du tracé lumineux sur l'écran. On choisira donc de préférence des films rapides, par exemple d'une sensibilité de 400 ASA, ce qui permettra de ne pas trop pousser la luminosité de l'oscilloscope.

Le temps de pose convenable ne pourra guère être déterminé que par quelques essais. Les indications données ci-dessous ne constituent donc que des approximations permettant de dégrossir le problème, et devront être corrigées pour chaque cas particulier. En effet, l'actinisme du spot dépend fortement de la tension d'accélération du tube cathodique et de la couleur de l'écran (un écran bleu-vert impressionne mieux la pellicule qu'un écran vert).

On adoptera un diaphragme ouvert à f/2,8 ou à f/4, en évitant les très grandes ouvertures qui diminuent la profondeur de champ et rendent ainsi la mise au point plus critique. D'ailleurs, il est nécessaire de conserver une profondeur de champ suffisante lorsqu'on souhaite photographier simultanément l'oscillogramme et un graticule lumineux, situés dans des plans différents.

Avec une ouverture de f/4, et un film de 400 ASA, les temps d'exposition se situeront vers 1/30 ou 1/60 de seconde. Il faut poser un peu plus (1/15 de seconde), lorsque l'oscillogramme comporte des flancs verticaux rapides, toujours peu lumineux en raison de leur vitesse d'inscription.

Le cas des balayages lents nécessite un examen particulier, pour lequel nous nous référerons à la figure 4, en choisissant deux exemples numériques. Supposons d'abord que l'écran comporte dix divisions horizontales.

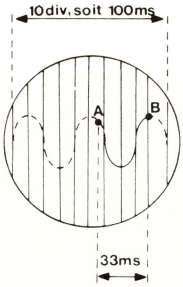


Fig. 4

Adoptons, pour notre premier exemple, une vitesse de balayage de 10 ms/division, et réglons l'obturateur de l'appareil photographique sur 1/30 de seconde, soit 33 ms. Pendant cette durée, le spot ne parcourera que 3,3 divisions horizontales, et seule une partie du tracé, la zone AB par exemple de la figure 4, sera enregistrée. Il n'est d'ailleurs pas possible de savoir, à priori, où se situera cette zone, comme le montre l'oscillogramme de la figure 5, photographié dans les conditions de notre exemple.

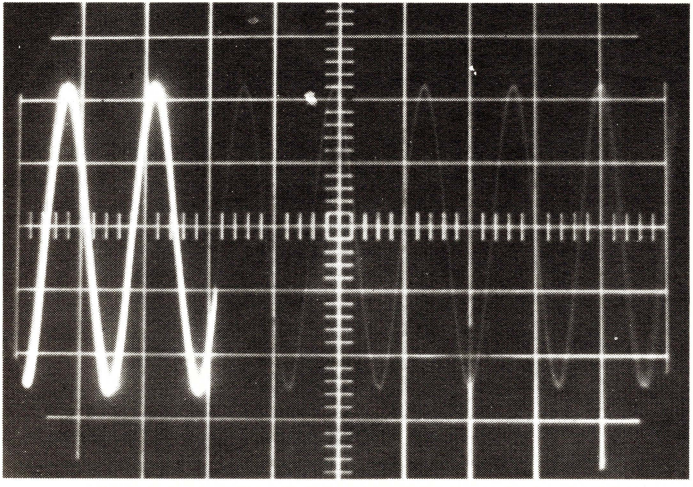


Fig. 5

Toujours avec le même réglage de la base de temps, sélectionnons maintenant une durée de pose de 1/8 de seconde, soit 125 ms. On enregistrera alors un tracé complet, plus une zone correspondant à 25 ms. Sur le cliché, deux divisions seront alors plus exposées que le reste du tracé.

La solution consiste à choisir une durée d'exposition telle que le spot traverse au moins 4 à 5 fois l'écran, soit, dans notre exemple, 400 ms à 500 ms : on règlera donc l'obturateur sur 1/2 seconde. Naturellement, il faut fermer le diaphragme pour retrouver au total la même quantité de lumière. Comme ici le temps de pose est 15 fois supérieur au 1/30 de seconde qui aurait convenu avec une ouverture de 4, on ouvrira à 16 (4 diaphragmes, soit 16 fois moins de lumière).

VI — Le tirage sur papier

La sélection d'un support brillant ou satiné, reste simple affaire de goût personnel. Les formats 9 × 12 cm ou 13 × 18 cm, suffisent amplement à une exploitation commode. Par contre, il est impératif de choisir le contraste maximal (gradation 5), pour obtenir un tracé blanc sur fond bien noir.

La durée d'exposition sous l'agrandisseur, une fois déterminée par quelques essais, restera toujours la même, grâce à la constance des négatifs. De toute façon, comme les clichés ne comportent aucun gris (à condition d'effectuer la prise de vue dans l'obscurité ou en lumière très atténuée, pour éviter tout reflet sur l'écran), la latitude d'exposition est très grande, et des erreurs de 100 % n'apparaissent qu'à peine après développement.

On s'apercevra vite, enfin, que cette sorte d'archives se prête tout spécialement au désordre, et qu'à partir de quelques dizaines de photographies, toutes celles qui ne comportent pas au dos des indications écrites, ne deviennent plus bonnes que pour la corbeille à papier. Ces indications seront donc portées aussitôt après le séchage des épreuves, et en évitant les stylos « feutre », qui manifestent une fâcheuse tendance à déteindre sur les clichés voisins.

Achevé d'imprimer
sur les presses
de l'imprimerie Marcel Bon
70 Vesoul
Dépôt légal : 1er trimestre 1980
N° éditeur : 285 - N° d'imprimeur : 2398

5 000 ex.

UTILISATION PRATIQUE DE L'OSCILLOSCOPE

25

Dans un précédent fascicule de cette même collection, nous proposions, sous le titre « Structure et fonctionnement de l'oscilloscope », une analyse des circuits électroniques dont l'assemblage forme le plus universel des appareils mis à la disposition de l'électronicien.

L'étude des applications pratiques de l'oscilloscope, objet du présent ouvrage, apparaît donc comme la suite logique du volume cité. Sans prétendre épuiser un domaine aussi vaste, l'auteur a tenté de ne laisser dans l'ombre aucune des principales catégories de mesures possibles.

Certes, rien ne remplacera jamais l'expérience personnelle du technicien. Nous espérons, pourtant, que les quelques indications rassemblées ici, éviteront au lecteur des tâtonnements décourageants, et lui permettront d'exploiter au mieux son appareil.

Éditions Techniques et Scientifiques Françaises